Amatérské RADIO

ŘADA B
PRO KONSTRUKTÉRY

ČASOPIS
PRO ELEKTRONIKU
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ
ROČNÍK XXVIII/1979 ČÍSLO 1

V TOMTO SEŠITĚ

Dokončení v AR B2/1979.

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelství NAŠE VOJSKO, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 57–1. Šéfredaktor ing. F. Smolík, zástupce Luboš Kalousek. Redakční rada: K. Bartoš, V. Brzák, K. Donát, A. Glanc, I. Harminc, L. Hlinský, P. Horák, Z. Hradiský, ing. J. T. Hyan, ing. J. Jaroš, doc. ing. dr. M. Joachim, ing. J. Klabal, ing. F. Králík, RNDR. L. Kryška, PhDr. E. Křížek, ing. I. Lubomirský, K. Novák, ing. O. Petráček, ing. J. Vackář, CSc., laureát st. ceny KG, ing. J. Zíma, J. Ženíšek, laureát st. ceny KG. Redakce Jungmannova 24, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 52–7, šéfred. linka 354, redaktor l. 353.
Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, celoroční předplatné 30 Kčs. Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství NAŠE VOJSKO, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel.
Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS, vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1. Tiskne Naše vojsko. n. p. závod 08, 162 00 Praha 6-Liboc, Vlastina 710. Inzerci přijímá vydavatelství NAŠE VOJSKO, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 51–7, linka 294. Za původnost a správnost příspěvku ručí autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy pouze po 14. hodině. Číslo indexu 46044.

Toto číslo mělo vyjít podle plánu 24. 1. 1979.

EFEKTIVNOST, JAKOST, KOMPLEXNOST

Zasedání ÚV KSČ, věnované hodnocení výsledků plnění závěrů XV. sjezdu KSČ a dalšímu postupu při jejich realizaci (15. března 1978), lze stručně charakterizovat jako zasedání, v jehož štítě by mohly být vepsány pojmy efektivnost, jakost a komplexnost, pojmy, které reprezentují v kostce vše, oč je třeba usilovat v ekonomické sféře, v celém našem národním hospodářství. Navíc jsou efektivnost, jakost a komplexnost neoddělitelně svázány – bude-li při plnění závěrů XV. sjezdu některý z nich chybět, nebude řešený úkol zcela jistě splněn tak, jak by mohl být a jak by měl být splněn.

Charakteristickým rysem současné etapy budování rozvinuté socialistické společnosti je těsné sepětí vědeckotechnického pokroku s rozvojem výrobní struktury – rozvoj vědeckých poznatků a nová technika jako jejich výsledek ovlivňuje prostřednictvím řady mezistupňů celý způsob života společnosti, což přináší nejrůznější problémy – problém energie, surovin apod. Co je však hlavní – rozhodující význam nemají však problémy samotné, ale to, jak na ně reaguje lidstvo nebo jeho jednotlivé části. A tato reakce je zase závislá na tom, jaká sociální soustava vládne ve světě nebo v jeho části, jaké zásady se prosazují v přístupu k řešení problémů. To je třeba si vždy uvědomit při jakékoli činnosti, z tohoto hlediska je třeba hodnotit požadavek jakosti, efektivnosti a komplexnosti, vytyčený zasedáním ÚV KSČ ze dne 15. března 1978. Tuto myšlenku zdůraznil i XV. sjezd naší strany: „Rozvinutá socialistická společnost – jejíž budování je obsahem dané etapy – je charakterizována zejména spojováním výsledků vědeckotechnické revoluce s novými společenskými vztahy, komplexním řešením politických, sociálně ekonomických, kulturních a ideově výchovných otázek, jež umožňují uspokojovat rostoucí potřeby lidu." A uspokojovat rostoucí potřeby lidu je základním cílem hospodářské a sociální politiky Komunistické strany Československa pro období šesté pětiletky. V tomto období je též cílem upevnit životní a sociální jistoty na základě trvalého rozvoje a vysoké efektivnosti společenské výroby a kvality veškeré práce. Protože se tento program týká nás všech, podívejme se zblízka na jednotlivé termíny, uvedené v nadpisu tohoto úvodníku, efektivnost, jakost, komplexnost, které by měly být charakteristické pro činnost každého z nás.

Efektivnost sama o sobě je souhrnnou výslednicí mnoha činitelů. Například ve spotřební sféře je promyšleným přístupem a dobrou spoluprací výroby s obchodem, rychlým a včasným reagováním na potřeby trhu. V samotné výrobě pak zvyšování efektivnosti předpokládá dobrou úroveň organizátorské a řídicí práce, plánovité zabezpečování rovnoměrnosti a plynulosti výroby i orientaci dalšího rozvoje pracovní iniciativy na nejdůležitější potřeby plánu. Vysoké efektivnosti však není možno dosáhnout bez vysoké kvality.

Kvalitu lze chápat jako souhrn požadavků na veškerou práci. Jejím výsledkem je pak jakostní zboží. Aby bylo možno udělat kvalitní výrobek, musí vlastní výrobní činnosti předcházet neméně kvalitní činnost vědeckých, výzkumných a vývojových pracovišť. Nejvíce péče je pak třeba věnovat vlastní přípravě výroby.

A komplexnost? Naše společnost se bude podle plánu rozvíjet jen tehdy, bude-li se všude a všemi plnit program XV. sjezdu KSČ komplexně, v celé šíře, bez ohledu na lokální nebo jiné omezené zájmy. To je přední úkol každého komunisty, jeho základní povinnost. To ovšem neznamená, že by nestraníci nebo příslušníci ostatních stran NF měli nebo mohli stát stranou. Naše společnost má síly i prostředky, potřebné k dosažení cílů, které stanovil XV. sjezd. K tomu je však třeba mobilizovat všechny zdroje a rezervy, komunisty i všechen pracující lid.

Vraťme se však k efektivnosti. S otázkou efektivnosti úzce souvisí i otázky surovin, energie, materiálové náročnosti, likvidace neefektivních provozů, obměňování strojních základních prostředků, aktivování nevyužitých prostředků ap. Vezměme si třeba pouze otázku obměňování strojních základních prostředků. Je zcela zřejmé i neodborníkovi, že se touto obměnou vytváří větší prostor pro uplatňování moderní techniky a spoří se pracovní síly, jichž je (a bude i v budoucnosti) v naší republice velký nedostatek. Jak bylo řečeno na zasedání ÚV KSČ v březnu 1978, je obměna strojních základních prostředků důležitá především ve strojírenství, kde je zatím 24 let, což je neúnosně dlouho. Obměna strojních základních prostředků však nemá za důsledek pouze „ušetření" pracovních sil, ale současně umožňuje vyrábět i s menšími nároky na energii a materiál. Právě v tomto směru jsou největší nedostatky – pouze v průmyslu neplnění plánovaného snížení materiálové spotřeby činí za dva roky téměř 3 miliardy Kčs.

Nad těmito fakty je třeba se zamyslet a na každém pracovišti, od ministerstva až po dílnu (jak je výslovně uvedeno ve zprávě předsednictva ÚV KSČ), rozebrat příčiny tohoto stavu a přijmout taková opatření, která splnění direktiv XV. sjezdu zabezpečí.

Výsledkem malé efektivnosti je v některých případech i nízká a střední jakost vyráběného zboží. Víme přirozeně, že není v silách naší společnosti – a žádné společnosti dosáhnout světové úrovně u celého sortimentu vyráběných výrobků. Je zcela logické, že budeme mít vždy výrobky, s nimiž se budeme uplatňovat na světovém trhu, i výrobky standardní jakosti – které však potřebujeme samozřejmě rovněž. K tomu, aby byl podíl těchto obou druhů výrobků takový, aby uspokojil naše všestranné potřeby, bude ovšem třeba zformovat a realizovat strategii struktury a výrobní specializace zejména strojírenské výroby a to ve spolupráci (a to co nejužší) se všemi státy RVHP.

A ještě jednu přetrvávající „bolest" je třeba řešit a vyřešit co nejdříve – zavádění nových druhů a typů výrobků do sériové výroby. Co je platný sebelepší model, plně odpovídající světovým parametrům (nebo je i předstihující), když jej nedokážeme zavést do sériové výroby ve velmi krátké lhůtě. Při současném prudkém rozvoji technického pokroku i výrobek, který se v určité době jeví jako výrobek špičkové kvality, je za velmi krátký čas (řekněme za rok) zastaralý – u spotřebního zboží tento jev je nejzřejmější, přitom spotřební zboží je ten druh výrobků, s nimiž přijde do styku každý z nás.

Ve výrobních hospodářských jednotkách byly připraveny a postupně se v jednotlivých podnicích začínají uplatňovat projekty komplexního řízení jakosti. Při jejich realizaci je

bezesporu nejdůležitější a nejpotřebnější jednotný postup hospodářských orgánů, stranických a odborových organizací. Pro všechny pracovníky se musí další zvyšování kvality výrobků stát nedílnou součástí zvyšování veškeré efektivnosti. V tomto smyslu je třeba soustavně rozvíjet iniciativu a nepolevit ve snaze o řešení komplexní a efektivní, které bude mít nutně za následek i lepší kvalitu.

ELEKTRONICKÉ HUDEBNÍ NÁSTROJE

Ing. Jaroslav Svačina, Vojtěch Valčík, ing. Karel Svačina

V současné době jsme svědky nebývalého rozmachu elektroniky, která proniká do všech oblastí lidské činnosti.

Ani oblast elektronických hudebních nástrojů nezůstala při prudkém rozvoji techniky integrovaných obvodů stranou.

Autoři následujících stránek si kladou za cíl uvést čtenáře (alespoň zčásti) do problematiky použití integrovaných obvodů v elektronických hudebních nástrojích. Obsah je rozdělen do čtyř kapitol.

První kapitola (autor ing. Karel Svačina) podává přehled o tuzemských i zahraničních integrovaných obvodech použitelných v elektronických hudebních nástrojích nebo speciálně vyvinutých pro použití v hudební oblasti. V tomto přehledu není uvedeno těch několik zákaznických integrovaných obvodů LSI, které jsou podrobněji rozebrány v dalších kapitolách.

Druhá kapitola (autor ing. Jaroslav Svačina) podrobněji rozebírá použití číslicových integrovaných obvodů při generování tónů v elektronických hudebních nástrojích.

Třetí kapitola (autor ing. Jaroslav Svačina) je zaměřena na problematiku automatických doprovodných jednotek.

Čtvrtá kapitola (autor Vojtěch Valčík) přináší podklady ke konstrukci elektronického hudebního nástroje, využívajícího některých principů, popsaných v předchozích kapitolách.

I. Moderní integrované obvody pro použití v elektronických hudebních nástrojích

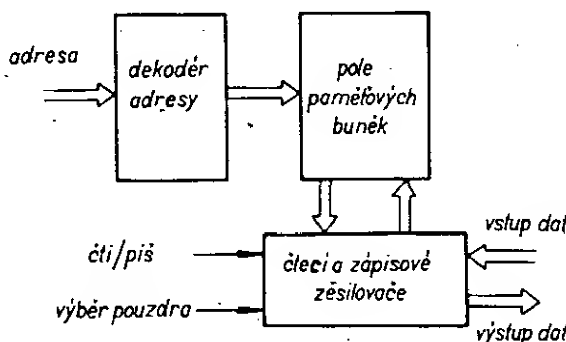
1. Číslicové posuvné registry

Číslicové posuvné registry se v elektronických hudebních nástrojích používají ke zpoždění signálu. Zpožděný signál se pak mísí s původním nezpožděným signálem, čímž se vytvářejí efekty jako dozvuk, ozvěna, popřípadě dojem velkého prostoru. Protože zpožďovaný signál je veličina analogová, je nutno jej nejdříve převést z převodníku A/D na číslicovou formu (4 až 5 bitů ve slově), v číslicovém posuvném registru zpozdit a v převodníku D/A opět převést na analogovou veličinu.

K tomu, jaký posuvný registr použít a jakým hodinovým kmitočtem jej budit, dospějeme následující úvahou:

Předpokládejme např., že nejvyšší kmitočet ve spektru zpožďovaného signálu je 10 kHz, požadované zpoždění je 0,1 s a signál v převodníku A/D kvantizujeme do 32 úrovní. Podle Kotělnikova teorému musí být vzorkovací kmitočet alespoň dvojnásobkem nejvyššího kmitočtu, který chceme bez zkreslení přenést. Pro náš případ bude tedy vzorkovací kmitočet (tedy kmitočet, s jakým produkuje převodník A/D číslicově zakódované údaje zpožďovaného signálu) 20 kHz – tento kmitočet odpovídá mezním možnostem běžných převodníků A/D. Uvedený kmitočet musí být samozřejmě také hodinovým kmitočtem číslicového posuvného registru. Máme-li realizovat zpoždění 0,1 s, musí být délka registru $N = 20.10^3.0,1 = 2.10^3$ bitů. Šířka registru závisí na použitém převodníku A/D. Uvažovaný převodník kvantizuje vstupní signál do 32 úrovní, tedy generuje pětibitová výstupní slova. Šířka registru je tedy 5 bitů.

Je vidět, že realizovat posuvný registr s celkovou kapacitou $M = 5.\ 2.\ 10^3$ bitů z obvodů TTL s malou nebo i střední hustotou integrace je neúnosné. Prakticky použitelné jsou jen integrované obvody LSI.



Obr. 1. Blokové schéma paměti RAM

2. Polovodičové paměti RAM

Polovodičová paměť RAM (s libovolným přístupem) je tvořena polem paměťových buněk, které jsou schopny zapamatovat si signál H nebo L. V určitém časovém okamžiku nemůžeme pracovat se všemi paměťovými buňkami obvodu současně, nýbrž pouze s jednou buňkou paměti. Tato buňka je vybrána a připojena na vstupní a výstupní obvody paměti (obr. 1) adresovým dekodérem, který, jak říká jeho název, dekóduje adresu přivedenou na adresové vstupy obvodu. Zápisový zesilovač zprostředkuje zápis informace z datového vstupu do adresovaného místa paměti, čtecí zesilovač naopak zprostředkuje přenos informace z adresovaného slova paměti na výstupní svorky. Zda se do paměti píše nebo se z ní čte, udává signál ČTENÍ/ZÁPIS. Výstupní zesilovače pamětí jsou řešeny s otevřeným kolektorem nebo jako třístavové. To umožňuje přímo spojovat výstupy jednotlivých paměťových pouzder při realizaci paměťového celku s větší kapacitou. Integrovaná polovodičová paměť dále obsahuje obvody pro výběr pouzdra. Je-li signál VÝBĚR POUZDRA aktivní, pracují čtecí a zápisové zesilovače uvedeným způsobem, v opačném případě se zablokují a signál ČTENÍ/ZÁPIS je bez účinku. Přitom má výstup paměti velkou impedanci (třístavový výstup) nebo je výstupní tranzistor uzavřen (výstup s otevřeným kolektorovým obvodem).

Paměti RAM se vyrábějí jak v bipolární, tak i v unipolární verzi.

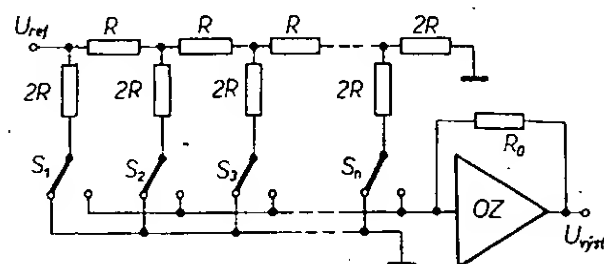
V elektronických hudebních nástrojích se paměti RAM používají jako speciální libovolně programovatelné rejstříky. Analogový průběh signálu požadovaného rejstříku se převede do číslicové podoby převodníkem A/D. To znamená, že jedna perioda tohoto signálu se rozdělí na určitý počet (např. 16) intervalů a velikost signálu v každém z 16 okamžiků periody se kvantizuje do např. 32 úrovní (vyjádří se 5bitovým slovem). Číslicovou formou jedné periody analogového signálu je tedy posloupnost 16 pětibitových slov. Program rejstříku v této formě se přehraje do paměti RAM elektronického hudebního nástroje. Kolik identicky naplněných pamětí RAM má daný hudební nástroj, tolik tónů současně je na něm možno hrát. Nástroj s jednou RAM je tedy monofonní.

Při hraní melodie se obsah paměti cyklicky čte a přivádí na vstup převodníku D/A. Na jeho výstupu pak dostáváme požadovaný analogový průběh signálu. Je zřejmé, že kmitočet čtení paměti musí být takový, aby se paměť přečetla právě jedenkrát během jedné periody hraného tónu. Je-li jedna perioda signálu zakódována do N slov paměti RAM, je kmitočet čtení paměti N krát vyšší, než kmitočet hraného tónu.

Číslicovým rejstříkem je možné realizovat takové zvuky, kterých lze běžnými prostředky (filtry, tvarovací obvody apod.) dosáhnout jen obtížně. Další výhodou číslicového rejstříku je možnost jednoduše experimentovat a zkoumat, jakou barvu zvuku mají různé průběhy signálu. Jednoduše si jednu periodu signálu nakreslíme na papír, převedeme na číslicovou formu, přes snímač dokumentů vložíme do paměti RAM nástroje a již můžeme signál posoudit sluchově. Uvedený způsob realizace číslicových rejstříků nachází uplatnění především u monofonních syntezátorů. Charakteristické rejstříky, u nichž se předpokládá opakované použití, můžeme „zapsat“ do paměti PROM a na ovládacím panelu nástroje volit řadou tlačítek. Při dělení periody na 32 časových úseků a při kvantizování signálu do 32 úrovní vystačíme u monofonní varianty rejstříku s pamětí RAM o kapacitě 160 bitů.

3. Převodníky D/A

Tyto převodníky slouží k převodu číslicově vyjádřeného signálu do analogové polohy. Jednoduché a často používané zapojení převodníku D/A je na obr. 2. Skládá se z příčkového článku (u něhož se s výhodou používají pouze dvě různé hodnoty odporů), proudových spínačů ovládaných přivedeným číslicovým údajem a z operačního zesilovače jako konvertoru proudu, přitékajícího z odporů příčkového článku, na napětí $U_{výst}$. Pokud se spokojíme s menší přesností, lze jako spínač použít šestikanálový spínač NMOS MH2009A. Jeho nevýhodou je ovšem nezanedbatelný odpor v sepnutém stavu.



Obr. 2. Základní schéma převodníku D/A s příčkovým článkem

Někteří zahraniční výrobci nabízejí převodníky D/A v integrované podobě. Jsou to např. typy MC1408-6 (šestibitový převodník) a MC1408-8 (osmibitový převodník) firmy Motorola.

4. Paměti konstant (paměti ROM)

Podobně jako u pamětí RAM je hlavní částí paměti ROM pole paměťových buněk. Jak však říká název, je obsah těchto buněk pevně dán výrobcem a nelze jej měnit; lze z nich pouze uloženou informaci číst. Paměťová buňka je tvořena zpravidla tranzistorem, jehož báze (nebo elektroda G u MOSFET) může být při výrobě připojena k budicímu napětí. Podle toho, jaký logický signál si má daná buňka zapamatovat, toto budicí napětí se připojí nebo nepřipojí a navazující tranzistor podle toho představuje zkrat nebo rozpojení. Vodivé spojky v místech, kde má být spojení uskutečněno, jsou vytvářeny při výrobě čipu napařováním hliníku na místa, určená poslední maskou.

Paměti ROM nejčastěji pracují s vícebitovým slovem (4 nebo 8 bitů) na rozdíl od typických pamětí RAM, jejichž slovo je jednobitové. Kapacita paměti ROM bývá větší než kapacita paměti RAM (jednodušší zapojení elementární paměťové buňky), bývá až 16 kbitů (1 kbit je 1024 bitů). Paměti konstant se vyrábějí jak bipolární, tak i unipolární.

Příkladem je paměť MH7488A (n. p. TESLA Rožnov), její organizace je 32 slov × 8 bitů ve slově, popř. paměť MHB2500 s organizací 256 slov × 10 bitů ve slově, vyrobená technologií MOS týmtéž výrobcem.

5. Programovatelné paměti konstant (paměti PROM)

Programovatelné paměti mají vzhledem k pevným pamětem tu výhodu, že jejich obsah si může uživatel zvolit a naprogramovat sám poměrně jednoduchým a hlavně rychlým způsobem. Neprogramovaná (tzv. čistá) paměť má ve všech bitových pozicích stejný logický signál. Programovacím postupem se do zvolených bitů zapíše nevratným způsobem opačná úroveň logického signálu. To znamená, že jednou naprogramovaný bit již nemůže být změněn do výchozího stavu, protože programovací děj je spojen s nevratnými změnami na čipu (propálení vodivých spojek).

N. p. TESLA Rožnov vyrábí bipolární programovatelnou paměť PROM MH74188 (256 bitů). Připravuje se také výroba bipolární programovatelné paměti PROM MH74S287 s kapacitou 256 slov po 4 bitech (tj. s celkovou kapacitou 1024 bitů).

Ve srovnání s pevnými pamětmi ROM představují programovatelné paměti PROM pro konstruktéra nových zařízení velký přínos.

6. Reprogramovatelné paměti – paměti typu EPROM (RMM)

Reprogramovatelnost těchto pamětí spočívá v možnosti vymazat obsah paměti a naprogramovat nový obsah. Přitom informace je v těchto pamětech uložena trvale, bez závislosti na přítomnosti napájecího napětí (na rozdíl od polovodičových pamětí RAM, u nichž informace zaniká po odpojení napájecího napětí, byť na krátkou dobu).

Paměti se používají v moderních elektronických hudebních nástrojích několika způsoby, za prvé k uchování digitalizovaného průběhu jedné periody signálu požadovaného tvaru k získání neobvyklých rejstříkových kombinací. Za druhé slouží k „pamatování" melodie u různých hracích strojků nebo automatů. Každé slovo paměti uchovává kód jednoho tónu (např. dělicí poměr pro programovatelný dělič kmitočtu, který se přiloží na dobu trvání tónu na programovací vstupy děliče). Paměť se pak čte zvoleným tempem slovo za slovem a tak se uložená melodie přehrává. S výhodou lze zaznamenávat jednu melodii do jednoho pouzdra paměti ROM. Lze tak získat knihovnu melodií pro hrací automat.

Dalším velmi významným použitím, které je podrobně rozebráno v kapitole o doprovodných jednotkách, je použití paměti ROM pro pamatování rytmů. Paměť rytmů je složena z jednotlivých částí pro rytmus polky, valčíku, tanga, samby apod. Každá část paměti obsahuje jeden nebo dva takty příslušného rytmu, rozdělené na 16 či 32 kroků. Obsah paměti udává, které doprovodné nástroje mají zaznít v každém tomto elementárním kroku. Například první bit slova z paměti představuje úder do velkého bubnu, druhý úder do malého bubnu, třetí bit činel apod.

7. Časovací obvody

Časovací obvody (např. populární obvod NE555) se dají použít pro konstrukci nejjednodušších monofonních generátorů tónů. Klávesami připínáme k obvodu váhové odpory a tím měníme jeho kmitočet. (Kromě toho se dá zapojení s 555 použít jako stabilní generátor tempa u doprovodných jednotek).

Prozatím jsme se zabývali využitím standardních číslicových obvodů v elektronických hudebních nástrojích. Stále rostoucí zájem o elektronické hudební nástroje však způsobil, že byly vyvinuty a hromadně se vyrábějí speciální integrované obvody výhradně pro použití v těchto nástrojích. Právě díky jim se konstrukce hudebních nástrojů zjednodušila na minimum při současném znásobení jejich možností.

8. Generátor tónů nejvyšší znějící oktávy

Jak víme, je poměr kmitočtů dvou sousedních půltónů temperovaného ladění roven číslu $q = \sqrt[12]{2}$. Protože číslo q je iracionální, není možné generovat tóny temperované oktávy zcela přesně při použití číslicových metod – toto číslo a jeho mocniny je třeba aproximovat. Principem jedné aproximační metody je dělení výchozího kmitočtu řádu MHz dvanácti děliči kmitočtu pro získání tónů nejvyšší znějící oktávy.

Na tomto principu je založena činnost obvodu MOSTEK MK 5024P/AA, případně obvodu SGS-ATES M087. Na vstup obvodu se přivádí z řídicího oscilátoru signál pravoúhlého průběhu s rozkmitem 15 V a opakovacím kmitočtem f_0 = 2,00024 MHz. Na výstupech uvedených obvodů jsou k dispozici tónové signály, odpovídající tónům nejvyšší oktávy nástroje (cis[8] až c[9]). Tóny nižších oktáv lze pak snadno generovat oktávovými děliči.

9. Sedminásobný binární dělič kmitočtu

Jedná se např. o typy RCA CD4024, Motorola MC14024 nebo Intermetall SAJ110, speciálně určené pro použití v elektronických hudebních nástrojích. Zařazením jednoho tohoto obvodu na výstup tónu nejvyšší znějící oktávy generátoru tónů obdržíme dalších 7 nižších oktávových stop tohoto tónu. Znamená to tedy, že dvanáct těchto obvodů postačí ke generování všech tónů nástroje (pokud nemá rozsah větší než 8 oktáv).

Všechny výstupní signály uvedených obvodů mají pravoúhlý průběh. Takové signály se střídou 50 % mají však ve svém spektru pouze liché harmonické složky, což není vhodné k získání bohatého rejstříkového vybavení. Proto se pravoúhlé signály tvarují součtovými obvody s váhovými odpory na schodovité, které se svým spektrem blíží optimálnímu signálu pilovitého průběhu.

10. Převodníky A/D

Používají se v kombinaci s číslicovými posuvnými registry a s převodníky D/A ke zpožďování analogového signálu číslicovou metodou. Převodník A/D převádí vstupní napětí do číslicové podoby. Jeho konstrukce je složitější než konstrukce opačného převodníku, protože neexistuje jednoduchá převodní metoda. Nejčastěji se pro převod používá metoda váhových přírůstků. Spočívá v porovnání vstupního převáděného napětí s napětím z převodníku D/A. Na vstupu tohoto převodníku D/A je registr, jehož obsah se mění podle informace z komparátoru. Z tohoto principu vyplývá, že převod probíhá během několika taktů hodinových impulsů, manipulujících s obsahem registru výsledku.

11. Analogové posuvné registry

Tyto obvody se používají v elektronických hudebních nástrojích ke zpožďování analogových signálů bez jejich převodu do číslicové formy a zpět. Analogové posuvné registry jsou složeny z analogových paměťových buněk, které si předávají analogovou informaci ze vstupu na výstup při řízení hodinovým signálem.

12. Napětím řízené oscilátory (VCO)

Napětím řízené oscilátory se často používají v nejsložitějších elektronických hudebních nástrojích – syntezátorech. Napětím řízený oscilátor generuje signál (sinusový nebo pravoúhlý), jehož kmitočet je funkcí řídicího napětí (nejčastěji exponenciální). VCO pro hudební účely musí být velmi stabilní. Musí mít také velkou přeladitelnost. Ideálně by měla být závislost jejich kmitočtu na napětí exponenciální.

Příkladem napětím řízeného oscilátoru v jednom pouzdru je obvod Intersil 8038. Rozsah řídicího napětí je 8 až 12 V. Výstupní signál je sinusový, pravoúhlý a pilovitý.

Jiným příkladem integrovaného oscilátoru je obvod TCA430. Jedná se o čtyřnásobný oscilátor v jednom pouzdru. Jehó kmitočet je určen externím členem *RC*. Kmitočet výstupního oscilátoru je nezávislý na teplotě okolí a na kolísání napájecího napětí. Splňuje tedy přísné požadavky na použití v elektronických hudebních nástrojích, pro které byl navržen. Se třemi obvody TCA430 lze generovat nejvyšší znějící oktávu hudebního nástroje.

13. Aktivní filtry

Aktivní filtry mají oproti klasickým filtrům s prvky *RLC* tu výhodu, že se snadněji realizují pro požadované kmitočtové charakteristiky. Přitom tvar jejich kmitočtové charakteristiky lze snadno měnit jedním odporem nebo řídicím napětím. V tom případě se jedná o napětím řízené filtry (VCF), opět hojně používané v syntezátorech. Aktivní filtry jsou konstruovány převážně s operačními zesilovači, doplněnými vhodnými zpětnovazebními obvody.

Jmenujme zde např. dvojitý zesilovač pro použití v aktivních filtrech, TCA250, firmy Intermetall, z něhož se vytvoří připojením několika externích odporů a kondenzátorů filtr s velmi dobrými vlastnostmi. Při návrhu aktivních filtrů je možno s výhodou použít i novější typy tuzemských operačních zesilovačů (MAA741).

14. Napětím řízené zesilovače (VCA)

Tyto zesilovače vytvářejí v elektronickém hudebním nástroji (syntezátoru) dynamiku tónu. Generují tedy obálku zesilovaného signálu, přičemž tvar obálky je určen průběhem řídicího napětí. Opět i zde se využívají operační zesilovače nebo speciální integrované obvody, jejichž základem je operační

zesilovač. Tvarem obálky zesilovaného signálu lze imitovat mnohé klasické hudební nástroje (klavír, housle, havajská kytara apod.).

15. Obvody fázového závěsu

Jedním z největších problémů při návrhu klávesového nástroje bylo dosažení klouzavého tónu, tzn. plynulé změny kmitočtu od minulého drženého tónu k nově drženému tónu (trubkový efekt). Tento problém lze řešit fázovým závěsem. Smyčka fázového závěsu je tvořena kmitočtovým a fázovým detektorem a napětím řízeným oscilátorem (VCO). Vstupní signál se přivádí na jeden vstup detektoru, na druhý vstup se přivádí signál z VCO. Výstup z detektoru dodává do VCO takový řídicí signál, aby VCO kmital stejným kmitočtem a se stejnou fází, jako má vstupní signál. Obvod vytvářející klouzavý tón elektronického hudebního nástroje pracuje tak, že signál od stisknuté klávesy se přivádí na vstup smyčky fázového závěsu, která se nastaví na odpovídající kmitočet.

Stiskneme-li pak jinou klávesu, „přejde" VCO ve smyčce závěsu během určité doby na tento kmitočet. Připojením vhodného zpožďovacího kondenzátoru do regulační smyčky tento náběh oscilátoru požadovaným způsobem zpomalíme. Je zřejmé, že efekt lze použít pouze při monofonní hře.

Pro tento efekt lze s výhodou použít obvody CD4046 nebo Motorola MC14046. Jejich přeladitelnost je až 1:1000 a obvody nejsou harmonicky závislé (vstupní signál může mít sinusový, pravoúhlový, pilovitý nebo jiný průběh s obsahem vyšších harmonických).

S obvody fázového závěsu je možno uskutečnit řadu „kouzel". Použijeme-li jich např. několik s různou rychlostí náběhu tónu, dostaneme chorálový efekt. Přimísením externího signálu (šumu, signálu s velmi nízkým kmitočtem apod.) k regulačnímu napětí VCO získáme různé formy vibráta. Vydělíme-li nejdříve vstupní signál, transformujeme tím hranou melodii do nižších oktáv. Zařadíme-li naopak dělič kmitočtu do smyčky zpětné vazby (na výstup VCO), transponujeme melodii do vyšších oktáv.

16. Polovodičové spínače signálu

Spínacími obvody lze např. za určitých okolností nahradit napětím řízené zesilovače určené pro tvorbu obálky signálu. Jako spínač použijeme např. tranzistor MOS, kterému zařadíme do zpětné vazby mezi elektrody G a D odpor. Tím dosáhneme téměř lineární závislosti odporu tranzistoru na řídicím napětí. Tento tranzistor potom použijeme jako proměnný odpor v odporovém děliči pro změnu amplitudy signálu.

Spínači v elektronických hudebních nástrojích lze dále nahradit mechanické kontakty u kláves. Vystačíme pak u každé klávesy pouze s jedním kontaktem, který ovládá potřebný počet elektronických spínačů, připojujících vybrané tóny ve zvolených stopách na výstupní tónovou sběrnici. Součástí bezkontaktních spínačů jsou také protikliksové obvody.

Příkladem integrovaného spínače tónů je desetinásobný spínač TBA470 firmy Intermetall, CD4016 firmy RCA nebo MC14016 firmy Motorola.

II. Číslicové systémy ladění

Elektronické klávesové hudební nástroje konvenčního typu se vyznačují tím, že v části generování tónů mají skupiny vzájemně nezávislých členů, určujících kmitočet jednotlivých tónů, popř. tónů nejvyšší oktávy. U elektronických nástrojů monofonních jsou těmito členy zpravidla skupiny pasívních prvků (*RC* nebo *LC*), jejichž součástky určují kmitočet jediného oscilátoru, jsou-li příslušnou klávesou připojeny k aktivní části oscilátoru. U elektronických nástrojů polyfonních jsou těmito členy samostatné oscilátory, generující tóny nejvyšší znějící oktávy. V případě vícehlasých hudebních nástrojů lze za zmíněné nezávislé členy označit opět skupiny pasívních prvků *RC* nebo *LC* pro každý ze skupiny oscilátorů (podobně jako u monofonních nástrojů), v celkovém pohledu pak také ony samostatné oscilátory, generující některou část nejvyšší znějící oktávy (podobně jako u polyfonních nástrojů).

Takto popsané řešení generátorové části elektronických hudebních nástrojů lze označit za klasické, neboť se používá od prvních modelů elektronických hudebních nástrojů až podnes. Je to řešení jednoduché a z principu málo nákladné (záleží na nákladnosti jednotlivých oscilátorů nebo členů určujících kmitočty tónů). Princip tohoto klasického řešení (nezávislost generujících členů) omezuje však možnosti klasického elektronického nástroje. Parametry každého nezávislého prvku určujícího kmitočet tónu jsou totiž teplotně a časově nestabilní. Protože nestabilita se člen od členu liší, nástroj se při změně okolní teploty nebo po uplynutí delšího časového intervalu rozlaďuje. U klasického nástroje s nezávislými prvky je také velmi obtížné dosáhnout dokonalého souběhu kmitočtových změn při hudebních efektech jako jsou vibráto, havaj apod.

Byly to právě tyto nevýhody klasického elektronického hudebního nástroje, které způsobily, že se vývoj generátorových částí elektronických nástrojů nezastavil ani u dokonalých nezávisle pracujících oscilátorů. Hledaly se nové metody generování tónů a to především metody, jak odstranit nezávislost prvků generujících tóny a jak je uvést do souvislosti, které by zaručovaly neměnné a přesné vztahy mezi kmitočty generovaných tónů. Již dříve bylo jasné, že požadavky na velkou přesnost kmitočtové souvislosti generovaných tónů lze splnit pouze číslicovou nebo hybridní (číslicovou spolu s analogovou) technikou a byly také teoreticky známy některé metody takového nezávislého generování tónů. Až donedávna ovšem každá realizace takové metody neúměrně zvětšovala náklady na generátorovou část elektronického hudebního nástroje. Tato situace se změnila přibližně v polovině 60. let, neboť v té době se dostala technologie výroby číslicových integrovaných obvodů na takovou úroveň, že dovolovala ekonomicky únosný vývoj obvodů LSI. To vedlo k tomu, že přední světoví výrobci elektronických hudebních nástrojů začali upouštět od klasického řešení generátorové části a postupně přecházeli k různým číslicovým nebo hybridním metodám generování tónů.

Co to tedy je „číslicový" popř. „hybridní systém generování tónů"? Je to takové zapojení využívající číslicové nebo hybridní techniky, které zpracovává jediný signál z výstupu řídicího generátoru (periodický signál s opakovacím kmitočtem zpravidla o několik řádů vyšším, než je horní hranice slyšitelné oblasti kmitočtů), a které generuje buď tóny nejvyšší znějící oktávy nebo všechny znějící tóny elektronického hudebního nástroje, přičemž poměry mezi kmitočty výstupních signálů tohoto generátoru jsou jednoznačně definovány vnitřním zapojením systému a kmitočet sám navíc ještě opakovacím kmitočtem vstupního signálu. Generuje-li číslicový, popř. hybridní systém pouze tóny nejvyšší znějící oktávy, jsou tyto tóny dále zpracovány oktávovými děliči, které mohou být zahrnuty do číslicového, popř. hybridního systému generování tónů v širším slova smyslu. Místo termínu „systém generování tónů" lze užívat i termín „systém ladění". Princip obecného číslicového, popř. hybridního systému ladění podle uvedené definice je na obr. 3. Číslo *k* udává počet znějících oktáv elektronického hudebního nástroje. Z předchozího tedy vyplývá, že číslicové, popř. hybridní systémy generování tónů vyhovující uvedené definici nejen že odstraňují všechny nevýhody klasického řešení, ale navíc dovolují realizovat takové zvukové efekty a takové schopnosti elektronického hudebního nástroje (možnost přizpůsobit polohu ladění nástroje ostatním nástrojům v hudební skupině jediným ovládacím prvkem a o libovolný hudební interval, transpozice ladění nástroje během hry o libovolný hudební interval apod.), které byly při klasickém řešení nemyslitelné.

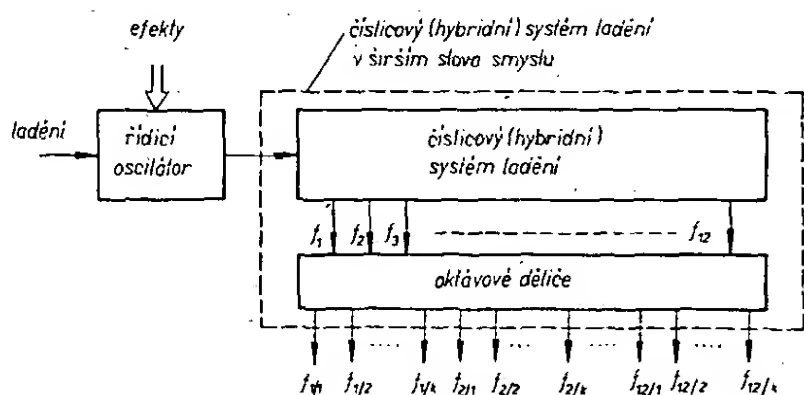
Číslicových, popř. hybridních systémů generování tónů je celá řada. Z těch, které se ujaly pro široké použití, má každý určitou výhodu, která ho opravňuje pro danou oblast použití.

1. Trochu hudební matematiky

V současné době se v evropské hudbě používají dva způsoby ladění: čisté a temperované. Čisté ladění se používá u těch hudebních nástrojů, u nichž hráč při hře vytváří tóny (nástroje smyčcové apod.). Čisté ladění je charakterizováno tím, že poměr kmitočtů určujících hudební interval je racionální číslo, vyjádřitelné jako podíl dvou malých celých čísel. Přitom záleží na vztahu daného hudebního intervalu k tónině, ve které hraje, popř. k základnímu tónu této tóniny. Je tedy např. poměr kmitočtů odpovídající hudebnímu intervalu c–g jiný, hraje-li se tento interval v c dur nebo v a dur. Z tohoto důvodu je čisté ladění nepoužitelné u hudebních nástrojů, u nichž hráč při hře tóny nevytváří, nýbrž pouze volí (nástroje klávesové). Snaha o čisté naladění klávesového nástroje by vedla k tomu, že by nástroj byl naladěn pouze pro hru v jedné tónině, zatímco pro jiné tóniny by byl více či méně rozladěn. Z tohoto důvodu bylo pro klávesové nástroje definováno tzv. temperované ladění, které představuje „průměrné naladění" každého tónu z čistých naladění pro všechny tóniny. U temperovaného ladění není již poměr kmitočtů dvou tónů vymezujících hudební interval závislý na tónině, ve které se tento interval hraje, je závislý pouze na těchto dvou tónech a to tak, že poměr dvou kmitočtů vymezujících půltón je roven iracionálnímu číslu q

$$q = \sqrt[12]{2} = 1{,}059463094\ldots \quad (1).$$

Označíme-li kmitočty tónů temperované oktávy f_1, f_2 až f_{12} tak, že f_1 je kmitočet nejnižšího a f_{12} nejvyššího tónu, pak platí:



Obr. 3. Princip číslicového (hybridního) systému ladění

$f_i = f_1 q^{i-1}$ $(i = 1, 2, \ldots, 12)$ (2),
a také
$f_j = f_i q^{j-i}$ $(i, j = 1, 2, \ldots, 12)$ (3).
Indexování kmitočtu tónů je pouze formální záležitost a proto budeme někdy používat označení f_1 pro nejnižší tón oktávy, jindy pro nejvyšší tón oktávy.

Mocniny čísla q tvoří velmi důležitou posloupnost iracionálních čísel q_i takových, že platí

$q_i = q^i$ $(i = 0, 1, \ldots, 11)$ (4).

Tato posloupnost je uvedena v tab. 1 a v dalších odstavcích se ji budeme snažit co nejpřesněji aproximovat různými číslicovými a hybridními metodami. Koeficientem q a předpisem (3) jsou definovány všechny vztahy mezi kmitočty tónů temperovaného ladění. Aby byla definice temperovaného ladění úplná, je zapotřebí ji doplnit o údaj, umísťující soubor tónů na kmitočtové ose. Pro temperované ladění je tímto údajem kmitočet tónu a_1 (komorní a), který je 440 Hz.

Tab. 1. Posloupnost přirozených mocnin čísla $q = \sqrt[12]{2}$

i	$q_i = q^i$
0	1,0
1	1,059 463 094
2	1,122 462 048
3	1,189 207 114
4	1,259 921 048
5	1,334 839 852
6	1,414 213 559
7	1,498 307 073
8	1,587 401 048
9	1,681 792 825
10	1,781 797 431
11	1,887 748 618

Zatím jsme se zmínili v souvislosti s velikostí hudebního intervalu pouze o půltónech. Pro posouzení přesnosti aproximace temperované oktávy nebo přesnosti hudebního intervalu je půltón jako jednotka příliš velký – proto byla zavedena hudební jednotka 1 cent [c], která je definována jako logaritmická poměrná jednotka takové velikosti, že půltón temperovaného ladění má velikost 100 c. Vztah pro výpočet vzdálenosti dvou kmitočtů v centech snadno odvodíme použitím této definice. Označíme-li vzdálenost dvou tónů o kmitočtech f_1, f_2, vyjádřenou v centech, symbolem Δ, pak z definice jednotky cent vyplývá:

$$\Delta = K_m \log_m \frac{f_2}{f_1} \qquad (5),$$

kde K_m je konstanta, závislá na zvoleném základu logaritmu (např. pro základ 2 je $K_m = 1200$ c).

Počítáme-li vzdálenost mezi dvěma kmitočty f_1 a f_2 s použitím dekadických logaritmů, bude mít (5) tvar:

$$\Delta = 3986{,}3136 \cdot \log_{10} \frac{f_2}{f_1} \qquad [c].$$

Podobně jako K_{10} (3986,3136 c) byla odvozena i konstanta K_e (e je základ přirozených logaritmů), $K_e = 1730{,}7$ c. Konstantu K_e použijeme k odvození přibližného převodního vztahu mezi jednotkami c a ‰. Jednotka ‰ je stejně jako cent poměrná, ale na rozdíl od centu není logaritmická. Pro převod mezi oběma jednotkami neplatí proto přímá úměrnost, závislost lze vyjádřit funkcí, jejíž koeficienty závisí na absolutní velikosti hudebního intervalu, v němž počítáme odchylky. V oblasti malých odchylek kmitočtů lze převodní funkci aproximovat zjednodušeným rozvojem. Platí tedy:

$$\Delta = K_e \ln \frac{f_2}{f_1} = 1730{,}70 \cdot \ln \frac{f_2}{f_1} \quad [c];$$

za předpokladu, že označíme $f_2/f_1 = k$, $k \to 1$, platí také

$$\frac{d\Delta}{dk} = \frac{1730{,}70}{k} \quad [c]$$

a tedy

$$d\Delta = \frac{1730{,}70}{k} dk \quad [c].$$

Pro odychylky kmitočtů $dk = 1$ ‰ pak platí $d\Delta = 1730{,}70 \cdot 0{,}001$ c $= 1{,}73070$ c.

V oblasti jednotek centů (pro níž jsme vyslovili předpoklad $k \to 1$) lze tedy pracovat s přibližnými vztahy:

1 ‰ = 1,73070 c, 1 c = 0,577800 ‰,

které mnohdy umožňují získat na velikost odchylky kmitočtů praktický náhled. Pro názornost následuje několik praktických příkladů kmitočtových odchylek, vyjádřených v centech:

- středně citlivé ucho hudebníka rozpozná odchylku $\Delta_1 = 10$ c,
- ladič klávesových nástrojů rozpozná odchylku $\Delta_2 = 5$ c,
- mezinárodní norma pro klávesové nástroje stanoví dlouhodobou stálost ladění $\Delta_3 = \pm 2$ c (tedy odchylka libovolného intervalu od odpovídajícího temperovaného intervalu nesmí přesáhnout 4 c),
- pro ladičky je požadována přesnost $\Delta_4 = \pm 1$ c.

Citlivost lidského ucha na kmitočtové nepřesnosti závisí ovšem na podmínkách pokusu a samozřejmě také na cviku. Nejpřesnějších výsledků se dosáhne, porovnáme-li dva tóny znějící současně, menší citlivost na neshodu kmitočtů zaznamenáme tehdy, zazní-li porovnávané tóny jeden po druhém. Lidské ucho není také stejně citlivé na tutéž odchylku od temperovaného ladění pro každý interval. Přibližně dvojnásobnou citlivost má (tedy dvakrát menší odchylku registruje stejně dobře) pro kvarty a kvinty, než pro ostatní hudební intervaly.

Při posuzování přesnosti aproximace temperované oktávy řadou racionálních dělicích poměrů nebo jinou metodou je tedy zapotřebí zaměřit se především na přesnost aproximace v kvartách a kvintách. Poznali jsme již, že v jednotkách cent lze přesně vyjadřovat kmitočtovou vzdálenost dvou tónů, odchylku generovaného tónu od normálu, popř. komplexně přesnost aproximace temperované oktávy. Nahrazuje-li se při generování tónů iracionální číslo q a jeho mocniny nějakým podílem p dvou přirozených čísel, pak i odchylku takto získaného racionálního dělicího poměru od čísla q lze vyjádřit v centech, neboť ve vztahu (5) lze v tom případě položit

$$f_2 = \frac{f_0}{p}, \quad f_1 = \frac{f_0}{q}$$

$$\text{a tedy } \Delta = K_m \log_m \frac{q}{p}.$$

U některých způsobů číslicového generování tónů se objevuje další veličina, jejíž velikost se vyjadřuje v centech. Je to tzv. rozptyl periody (v zahraniční literatuře nazývaná jitter). S touto veličinou se setkáme při rozboru metody generování tónů hradlováním impulsů. Metoda se vyznačuje tím, že výstupní signály generátoru nemají konstantní periodu, ale několik různých „period" (1 až 12) podle toho, kolika stupni hradlujícími vstupní impulsy jsou zpracovány a podle toho, jak dobře je zapojení těchto stupňů navrženo. Předpokládáme-li správný návrh zapojení, pak výstupní signál $n$tého hradlovacího obvodu má $(n + 1)$ různých period, lišících se od sebe o jednotky periody T vstupního periodického signálu. Rozptyl periody výstupního signálu $n$tého obvodu je definován jako:

$$\varrho = K_m \log_m \frac{f_1}{f_n} = K_m \log_m \frac{T_n}{T_1} = K_m \log_m \frac{T_1 + nT}{T_1} \quad [c],$$

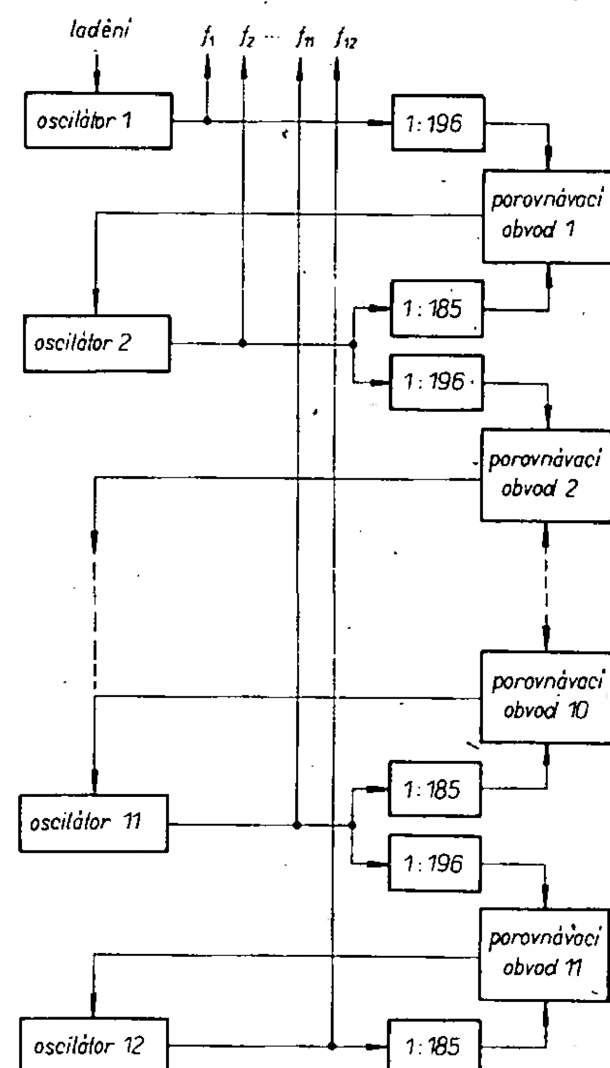
kde T_1 je nejkratší „perioda" signálu, $T_n = T_1 + nT$ je nejdelší „perioda" signálu a konstanta K_m má stejný význam jako při definování vzdálenosti dvou kmitočtů. Rozptyl periody větší než 10 c se projevuje rušivě při poslechu tónu, v dalším textu poznáme metody jeho potlačování.

2. Přehled číslicových metod generování tónů

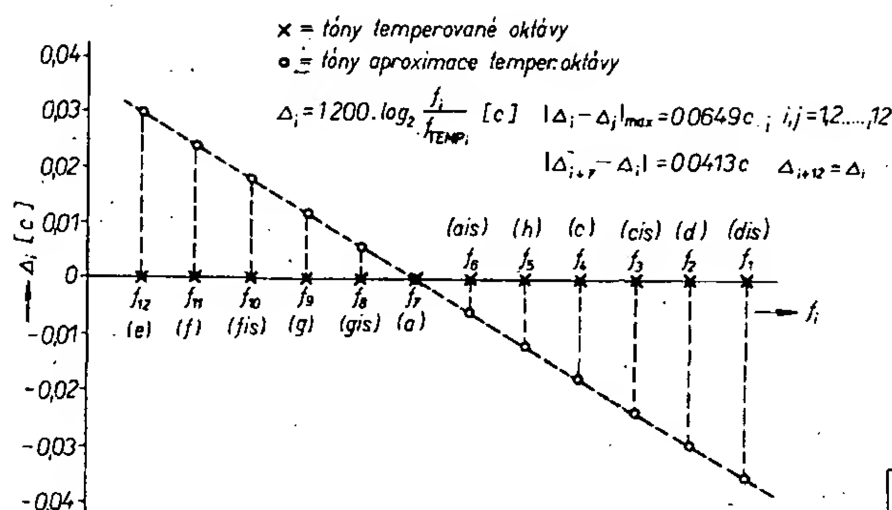
Číslicových systémů ladění je celá řada. Některé jsou výhodné již při realizaci integrovanými obvody MSI, u jiných vynikla ekonomická výhodnost teprve s příchodem zákaznických obvodů LSI. U některých systémů ladění je možné dalším rozšiřováním libovolně zvyšovat přesnost aproximace temperované oktávy a jsou tedy vhodné také pro přesné generátory tónů a pro ladičky, jiné nacházejí uplatnění především při masovém použití v elektronických hudebních nástrojích. Podrobněji si rozebereme čtyři nejvíce používané číslicové systémy ladění.

Generování aproximace temperované oktávy fázovým závěsem oscilátorů

Princip jedné metody generování aproximace temperované oktávy fázovým závěsem oscilátorů je na obr. 4. Využívá se u ní velmi dobré náhrady iracionálního čísla q racionálním číslem $p = \frac{196}{185}$; p aproximuje q s chybou $\delta = 3{,}4 \cdot 10^{-6}$, nebo, vyjádřeno v centech, $\delta = 0{,}0059$ c. Oscilátory *1* až *12* jsou přeladitelné napětím v potřebném rozsahu. Oscilátor *1* je řídicí, tzn., že je ovládán pouze vstupem vibrátového signálu ladění apod., ale není ovládán řídicím signálem regulační smyčky jako oscilátory *2* až *12*. Regulační smyčka dolaďující svým vstupním signálem kmitočet oscilátoru $(i + 1)$ pracuje tak, že



Obr. 4. Generování tónů metodou fázového závěsu oscilátorů



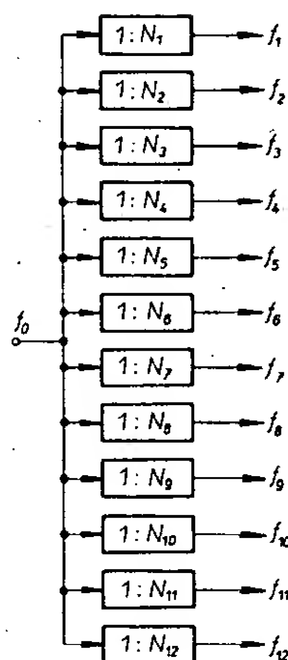
Obr. 5. Průběh odchylek aproximace temperované oktávy, realizované metodou postupného fázového závěsu oscilátorů (dělicí poměr $p = 196/185$, obr. 4)

výstupní signál *i*tého oscilátoru je čítán čítačem s modulem 196 a jeho výstupní signál je přiváděn na první vstup *i*tého porovnávacího obvodu, zatímco výstupní signál oscilátoru ($i + 1$) je čítán čítačem s modulem 185 a jeho výstupní signál je přiváděn na druhý vstup *i*tého porovnávacího obvodu. Porovnávací obvod pracuje na analogových principech (generování tónů fázovým závěsem oscilátorů je hybridní metoda) a generuje spojitý signál pro řízení kmitočtu oscilátoru ($i + 1$). Tento výstupní signál je funkcí rozdílu kmitočtů obou vstupních signálů porovnávacího obvodu s ohledem na polaritu rozdílu. Výstupní signál porovnávacího obvodu je připojen na řídicí vstup oscilátoru ($i + 1$) tak, aby náhodná odchylka kmitočtu tohoto oscilátoru vyvolala přes porovnávací obvod regulační zásah opačným směrem. Tímto způsobem jsou navzájem spojeny přes regulační smyčky všechny oscilátory tónového generátoru, takže v ustáleném stavu jsou poměry kmitočtů kterékoli sousední dvojice výstupních signálů dány číslem $p = \frac{196}{185}$.

Řídicím vstupem prvního oscilátoru lze posouvat ladění celého generátoru (bez porušení poměrů výstupních kmitočtů), čehož se využívá pro realizaci vibráta, efektu havajské kytary, při transpozici ladění nástroje nebo při přizpůsobení ladění nástroje jiným nástrojům v hudební skupině. Vzhledem k tomu, že všechny regulační smyčky jsou identické a že chyba koeficientu p je $= 0{,}0059$ c, zvětšuje se odchylka od temperované oktávy s rostoucím indexem výstupního signálu, největší odchylka intervalu je mezi prvním a posledním výstupem generátoru. Protože generátor obsahuje 11 regulačních smyček k dělení vstupního kmitočtu koeficientem p, je maximální odchylka generátoru

$\delta_{11} = 11\delta = 11 \cdot 0{,}0059$ c $= 0{,}0649$ c.

Vhodnou volbou vstupního kmitočtu (umístění tónu a, který má nulovou odchylku od tónu a temperovaného ladění, do středu pásma odchylek) lze tedy dosáhnout stavu, kdy žádný tón aproximované oktávy nemá absolutní hodnotu odchylky od temperovaného ladění větší než 0,04 c. Z obr. 5 je zřejmá aproximace temperované oktávy popsanou metodou. Na osu úseček jsou vyneseny kmitočty tónů, na osu pořadnic pak odchylky aproximovaných tónů od tónů temperovaného ladění. Kmitočty tónů f_1 až f_{12} jsou označeny shodně s obr. 4. Body označené kroužky představují aproximující tóny, body označené křížkem představují tóny temperovaného ladění. Protože platí $p = \frac{196}{185} < q$, je směrnice průběhu odchylek záporná. Průběh odchylek na obrázku je umístěn tak, aby přesná shoda aproximace platila pro tón a a odchylky ostatních tónů od temperovaného ladění byly co nejmenší (kmitočet oscilátoru *1* odpovídá tónu dis). Pokud tomu nebrání možnosti realizace oscilátorů *1* až *12*, může zapojení na obr. 4 generovat přímo nejvyšší znějící oktávu hudebního nástroje. Výstupní signály generátoru jsou tak zpracovány oktávovými děliči.



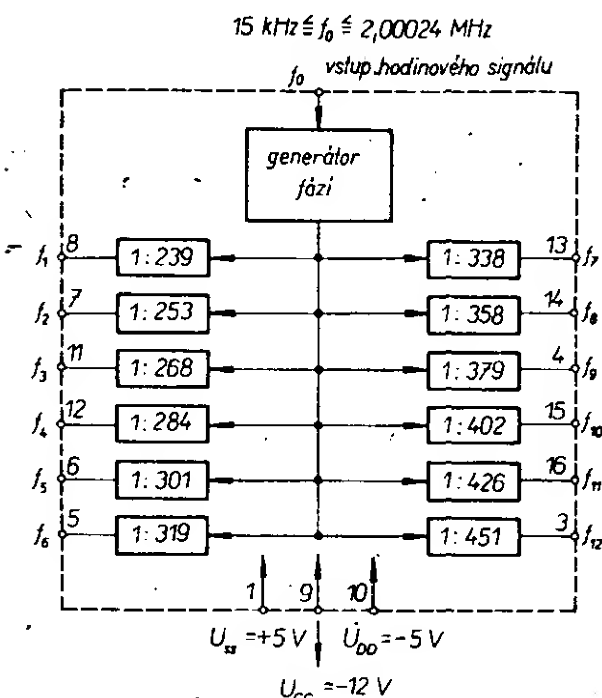
Obr. 6. Generování tónů dělením výchozího kmitočtu

Generování aproximace temperované oktávy metodou dělení výchozího kmitočtu

Princip metody generování tónů dělením výchozího kmitočtu je na obr. 6. Výchozí dvouúrovňový signál s opakovacím kmitočtem f_0 je generován vf oscilátorem (f_0 = jednotky MHz) a je přiváděn na vstupy dvanácti děličů kmitočtu s dělicími poměry $N_1, N_2, N_3, \ldots, N_{12}$. Výstupní signály děličů s opakovacími kmitočty $f_1, f_2, f_3, \ldots, f_{12}$ jsou tóny nejvyšší znějící oktávy nástroje. Tóny nižších oktáv lze pak jednoduše získat oktávovými děliči. Problematika návrhu spočívá v nalezení takové dvanáctice dělicích poměrů N_i ($i = 1, 2, \ldots, 12$), aby výstupní opakovací kmitočet f_i ($i = 1, 2, \ldots, 12$) dostatečně přesně aproximoval temperované ladění při současném ohledu na cenu realizace. Hledáme-li dělicí poměry N_i v oblasti dosti velkých přirozených čísel ($N_i > 2000$), lze dospět k velmi přesným aproximacím temperované oktávy. Takové generátory tónů pak mohou sloužit jako přesné elektronické ladičky. Pro potřeby běžných elektronických hudebních nástrojů není takové přesnosti aproximace třeba a dělicí poměry lze nalézt v oblasti přirozených čísel $N_i < 800$. Náklady na realizaci tónového generátoru lze omezit nejen hledáním co nejmenších dělicích poměrů N_i při dodržení potřebné přesnosti aproximace, ale také volbou takových čísel N_i, jejichž prvočíselné rozklady obsahují co nejvíce společných činitelů. Některé dělicí stupně nebo jejich kaskády lze pak využít vícenásobně při realizaci několika dělicích poměrů. Mírou výhodnosti zvoleného zapojení při dodržení zadané přesnosti aproximace temperovaného ladění je celkový počet klopných obvodů čítačového typu v zapojení. Samotná úloha hledání dvanácti optimálních dělicích poměrů N_i pro zadanou přesnost aproximace temperovaného ladění je neřešitelná pro manuální počtáře a vyžaduje výpočetní techniku.

Metoda generování tónů dělením výchozího kmitočtu je vhodná jak pro realizaci obvody MSI, tak také pro návrh jednoúčelového zákaznického obvodu LSI. Jednou z firem, která takový obvod navrhla a vyrábí (pod označením M078), je firma SGS-ATES. Protože řada dělicích poměrů použitá v obvodu M087 je použitelná i pro optimální návrh zapojení s tuzemskými součástkami, popíšeme si obvod podrobněji.

Integrovaný obvod M087 obsahuje monolitický tónový generátor, speciálně navržený pro použití v elektronických hudebních nástrojích. Je konstruován na jednom čipu technologií PMOS s nízkou rozhodovací úrovní a je v pouzdru 16 DIL. Blokové schéma obvodu je na obr. 7. Z obrázku je patrné, že



Obr. 7. Blokové schéma zapojení integrovaného generátoru tónů M087 s přiřazením vývodů pouzdra

před děliče kmitočtu je předřazen generátor fází. To proto, že obvod je sestaven z dynamických buněk (informace o stavu buňky je pamatována na elementární montážní kapacitě) a ke své činnosti potřebuje synchronizační signál. Obvod vyžaduje napájecí napětí $U_{SS} = +5$ V, $U_{DD} = -5$ V, $U_{GG} = -12$ V a výrobce uvádí, že vstupy i výstupy jsou kompatibilní s logickými obvody TTL s tím, že U_H je nutno zvětšit alespoň na 4,5 V a každý výstup může budit pouze jeden navazující vstup TTL. Obvod je schopen zpracovat vstupní signál v rozmezí 15 kHz až 2,00024 MHz. Nenulová dolní hranice vyplývá z dynamické funkce. Vstupní impulsy musí mít při H šířku alespoň 170 ns a při L alespoň 150 ns. Výrobce doporučuje použít vstupní signál takového kmitočtu, aby nejvyšší výstupní kmitočet odpovídal tónu c, přičemž dynamické parametry obvodu dovolují generovat na tomto výstupu nejvýše c_6.

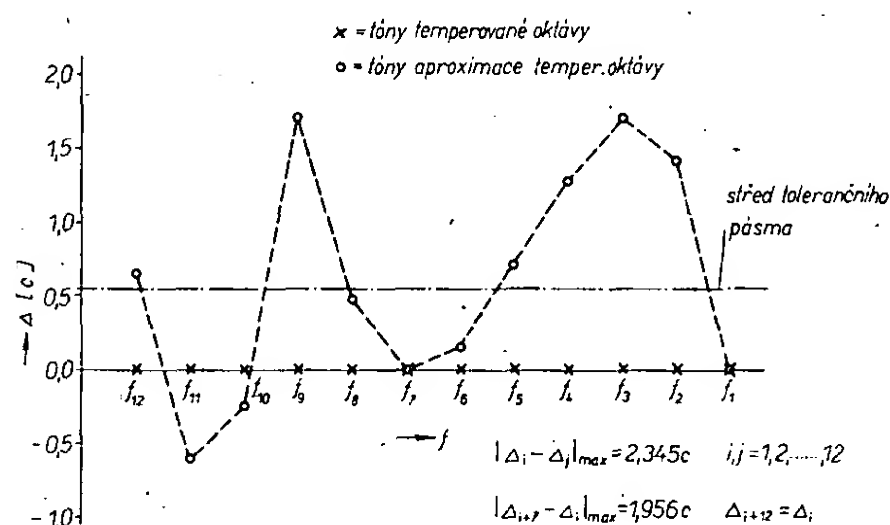
Při matematickém rozboru vlastností posloupnosti dělicích poměrů realizovaných obvodem M087 není situace tak jednoduchá, jako u metody generování tónů fázovým závěsem oscilátorů, protože zde neplatí pravidlo konstantní odchylky pro každý aproximovaný půltón, odchylky aproximace mají obecnou velikost podle toho, jak se převrácená hodnota zvoleného dělicího poměru „trefí" do příslušné mocniny čísla q. V tab. 2 jsou ve sloupci N_i uvedeny dělicí poměry děličů realizovaných obvodem M087. Ve sloupci N_{ti} jsou odpovídající teoretické (necelistvé) dělicí poměry odvozené z N_1 násobením mocninami čísla q. Odchylky kmitočtů aproximovaného a aproximujícího tónu jsou vypočítány dosazením do vztahu (5)

$$f_i = \frac{f_0}{N_i}, \quad f_i = \frac{f_0}{N_{ti}}$$

a jsou ve sloupci δ_i. Ve sloupci δ_{KVA} jsou shrnuty odchylky v kvartách. Odchylky v kvintách, na které je lidské ucho také citlivé, jsou pouze permutací odchylek v kvartách a nejsou proto uvedeny ve zvláštním sloupci. Na obr. 8 je průběh odchylek aproximace temperované oktávy podle tab.

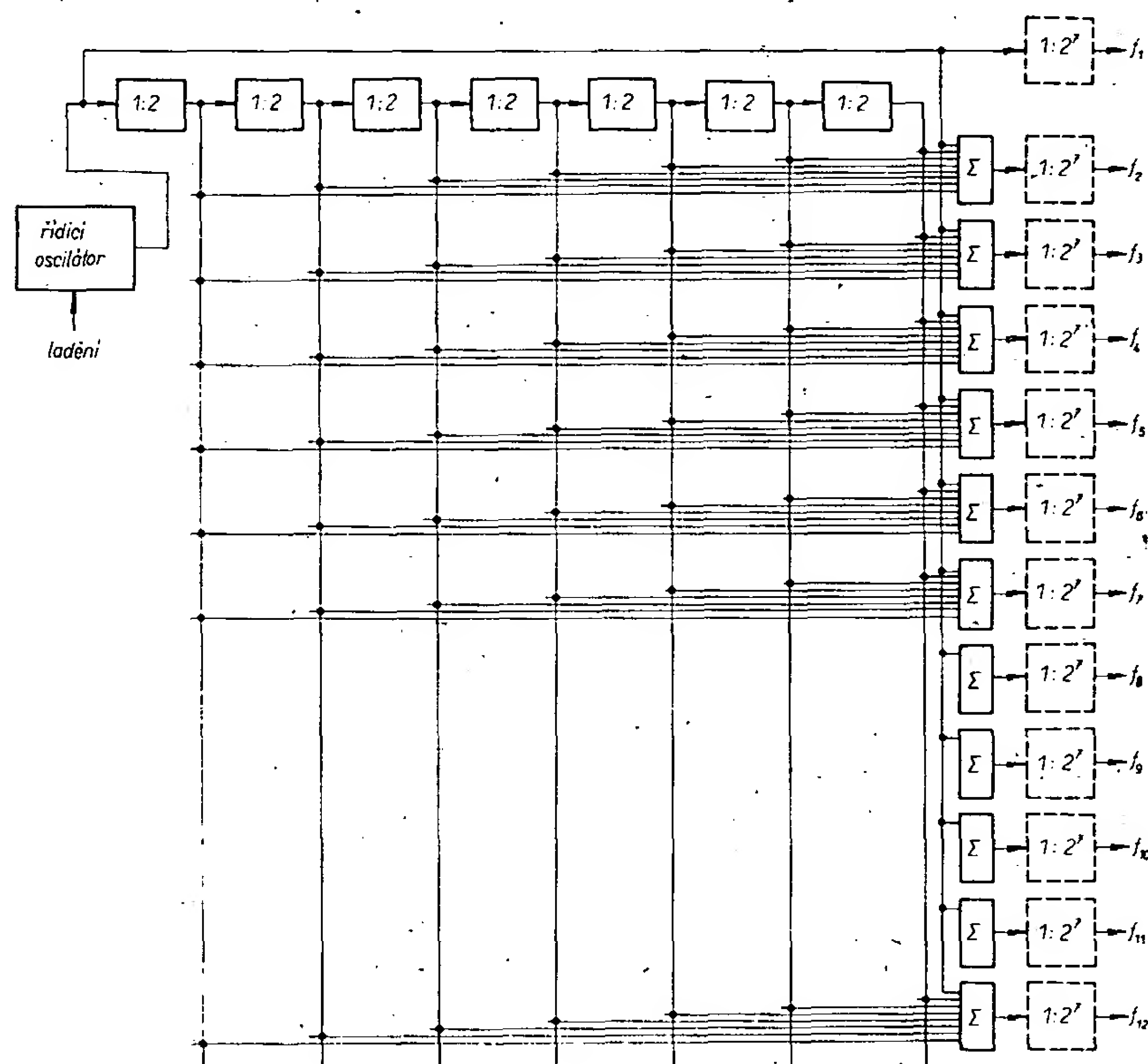
Tab. 2. Vlastnosti řady dělicích poměrů realizované obvodem M087

i	N_i	N_{ti}	δ_i [c]	δ_{KVA} [c]	R_i
1	239	239	0,0	0,461	239
2	253	253,211 65	1,449	0,265	11.23
3	268	268,267 94	1,734	−1,956	2.2.67
4	284	284,211 19	1,344	−1,955	2.2.71
5	301	301,120 88	0,699	−0,040	7.43
6	319	319,026 76	0,145	−0,145	11.29
7	338	337,996 19	−0,015	1,464	2.13.13
8	358	358,096 09	0,461	1,273	2.179
9	379	379,388 60	1,714	−0,370	379
10	402	401,947 81	−0,222	0,921	2.3.67
11	426	425,850 20	−0,611	0,756	2.3.71
12	451	451,172 25	0,659	−0,674	11.41



Obr. 8. Průběh odchylek aproximace temperované oktávy realizované obvodem M087

2. Z obr. 8 i z tab. 2 je vidět, že aproximace temperované oktávy realizovaná obvodem M087 zcela vyhovuje svou přesností požadavkům, kladeným na elektronické hudební nástroje, protože maximální odchylka intervalu je $\delta_{max} = \delta_3 - \delta_{11} = 2,345$ c a maximální odchylka v kvintách a kvartách je menší než 2 c. Při vhodné volbě vstupního kmitočtu (temperované ladění ve středu tolerančního pásma) lze dosáhnout absolutních hodnot odchylek menších než 1,2 c pro libovolný tón aproximace. V posledním sloupci tab. 2 jsou shrnuty prvočíselné rozklady dělicích poměrů N_i. Údajů z tohoto sloupce a výsledků matematického rozboru vlastností řady dělicích poměrů realizovaných obvodem M087 využijeme při návrhu číslicového generátoru tónů s tuzemskými součástkami.



Obr. 9. Generování tónů syntézou kmitočtů

Generování aproximace temperované oktávy metodou syntézy kmitočtů

Generování tónů touto metodou je založeno na jednoduchém principu aproximace mocnin čísla q konečným binárním rozvojem. Podstata metody je na obr. 9. Výstupní signál řídicího oscilátoru je dělen kaskádou dvojkových děličů, takže kmitočty výstupních signálů kaskády jsou v poměru mocnin čísla 2 a tvoří pro navazující součtové obvody binární kmitočtovou základnu. Na jeden ze vstupů každého součtového obvodu je přiveden výstupní signál řídicího oscilátoru zastupující jednotku před desetinnou čárkou v mocninách čísla q. Necelá část mocnin čísla q (zbytek za desetinnou čárkou) se pak převede z desítkové soustavy do soustavy dvojkové a takto získané dvojkové číslo určuje svými koeficienty, které výstupy kaskády binárních děličů mají být připojeny na vstupy daného součtového obvodu a které nikoli. Na obr. 9 je možnost připojení naznačena kroužkem v průsečíku výstupu dělicí kaskády a vstupu součtového obvodu. Místa označená kroužkem se podle koeficientů nalezených binárních rozvojů nahradí vodivým spojením (jedničkový koeficient v daném řádu), nebo se rozpojí (nulový koeficient v daném řádu).

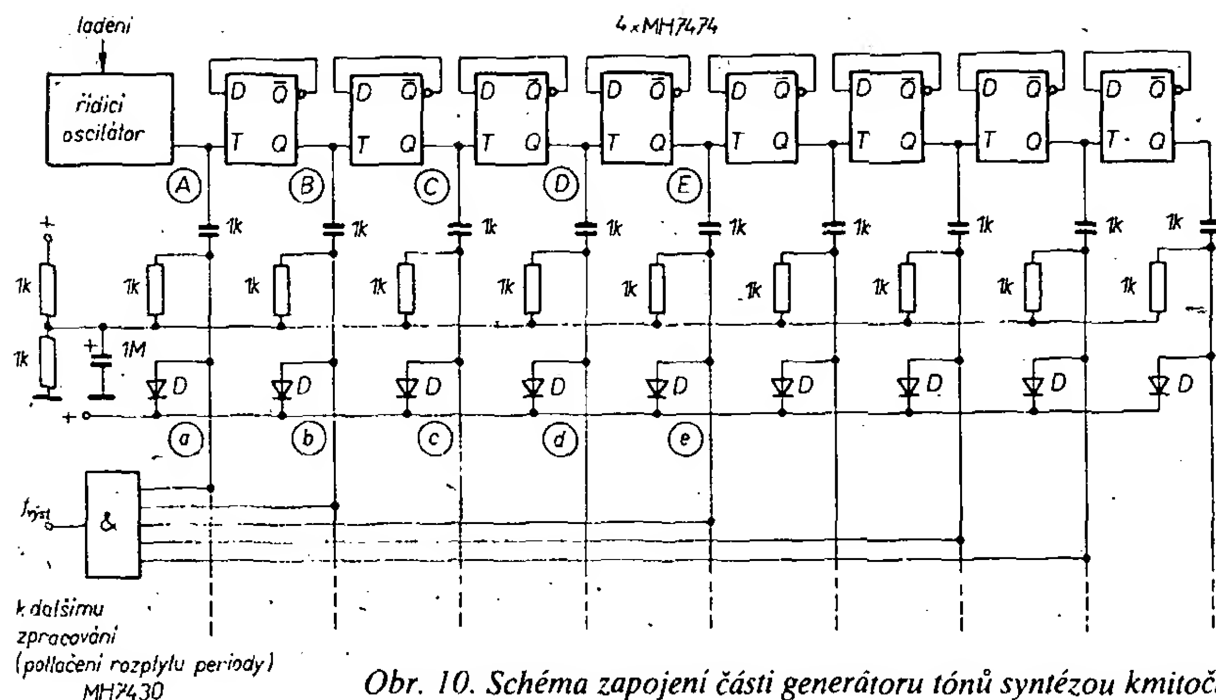
Např. pro syntézu kmitočtu f_0, pro níž platí $f_0 = q^8 f_1$, vyjdeme z osmé mocniny čísla q (tab. 1): $q_8 = 1,587401048\ldots$ a tu převedeme do dvojkové soustavy $(1,587401048\ldots)_{10} = (1,1001011001\ldots)_2$. Koeficienty binárního čísla určují, že na vstupy součtového obvodu mají být připojeny signály s opakovacími kmitočty

$$f_0, \frac{f_0}{2}, \frac{f_0}{16}, \frac{f_0}{64}, \frac{f_0}{128}, \frac{f_0}{1024}.$$

Z principu metody vyplývá, že takto lze libovolně zpřesňovat aproximaci temperovaného ladění přidáváním dělicích stupňů do kaskády a zvětšováním počtu vstupů součtových obvodů. Výstupní signály součtových obvodů nejsou periodické a v jejich časovém průběhu se objevuje rozptyl periody (jitter). Jak poznáme dále, lze rozptyl periody potlačit např. opakovaným dělením výstupního kmitočtu dvěma. Na obr. 9 je pro tento účel zařazeno sedm binárních dělicích stupňů za každý součtový obvod (naznačeno čárkovaně). Má-li být generována nejvyšší znějící oktáva, znamená to příslušně zvýšit kmitočet vstupního signálu.

Praktický příklad realizace části generátoru tónů metodou syntézy kmitočtu s tuzemskými součástkami je na obr. 10. Z celého generátoru tónů je naznačen pouze řetězec binárních děličů, vytvářející binární základnu kmitočtů, a jedno součtové hradlo generující výstupní signál f_0. Řetězec binárních děličů je tvořen kaskádou asynchronně spojených





Obr. 10. Schéma zapojení části generátoru tónů syntézou kmitočtů

(výstup předchozího stupně generuje hodinový signál pro následující stupeň) klopných obvodů D typu MH7474 zapojených jako binární čítač, přičemž pro další zpracování jsou z čítače vyvedeny výstupy tak, že z hlediska těchto výstupů se v kladné logice jeví zapojení jako binární čítač vzad. Volba polarity výstupů není nahodilá. Její důvody objasní časový diagram signálů na obr. 11.

Obr. 11. Časový diagram generátoru podle obr. 10

Chceme-li totiž realizovat součtovou funkci hradlem NAND MH7430 (nebo diodovou logikou), potřebujeme přivádět na jeho vstupy krátké (jehlové) impulsy polarity HLH. Tyto impulsy lze získat derivačním článkem *RC*, na jehož vstup přivedeme hranu HL binárního signálu. Impulsní průběhy odpovídající výstupním signálům binárního čítače vzad mají pro naše použití tu dobrou vlastnost, že v žádném okamžiku nedochází ke koincidenci hran HL několika průběhů a ať připojíme na vstupy součtového hradla kterýkoli soubor výstupů čítače (zpracovaný derivačními obvody), vždy jsou výstupní impulsy součtového hradla rovnoměrně rozděleny na časové ose tak, že bychom rovnoměrnějšího rozdělení nedosáhli žádným jiným zapojením děličové kaskády. Tato skutečnost má význam pro minimalizaci rozptylu periody. Hrany HL, z nichž jsou generovány sčítané impulsy, jsou v časovém diagramu na obr. 11 zvýrazněny a čtenář si může snadno ověřit poslední tvrzení slučováním vyznačených hran některé skupiny signálů. V časovém diagramu jsou kromě signálů A, B, C, D binárních děličů naznačeny také impulsní průběhy *b, d*, získané derivací signálů B, D a výstupní signál hradla NAND, které slučuje signály *b, d*. Výstupní signály generátoru tónů mají podobný charakter jako tento poslední průběh, jsou však poněkud členitější, protože vznikají sloučením většího množství impulsních průběhů.

Derivační obvod je pouze jediný pro každý výstup děličové kaskády. Výstupy derivačních členů lze pokládat za impulsní výstupy děličové kaskády. Každé součtové hradlo má své vstupy připojeny na skupinu vhodných impulsních výstupů a generuje impulsní výstupní signál. Zapojení derivačního obvodu je zcela běžné. Vstupní hrana HL se derivuje na pasívním článku *RC*. Dioda D omezuje kladnou špičku při hraně LH na vstupu derivačního článku. Zdroj pevného napětí $U = 2{,}5$ V definuje klidovou úroveň na výstupu derivačního obvodu a zaručuje jeho správnou funkci i při nejnepříznivějším rozkmitu výstupního signálu klopného obvodu ($U_{OL} = 0{,}4$ V, $U_{OH} = 2{,}4$ V).

Generování aproximace temperované oktávy metodou hradlování impulsů

Je-li v periodickém sledu impulsů potlačeno *m* impulsů z každých *n* impulsů vstupujících, pak „kmitočet" výstupního signálu je

$$f_{výst} = \frac{n - m}{n} f_{vst}.$$

Toto je také princip tzv. lineárních násobiček, které potlačují v periodickém sledu vstupních impulsů programovaný počet impulsů.

Princip generování aproximace temperované oktávy hradlováním impulsů dokreslíme jednoduchým příkladem. Použijeme k němu zapojení, které nahrazuje koeficient *q* podílem celých čísel $p = \frac{196}{185}$. Bude-li základní stavební jednotkou našeho generátoru obvod, který ze 196 vstupních impulsů 11 zahradluje a zbývajících 185 propustí, můžeme naň pohlížet jako na dělič kmitočtu s dělicím poměrem $d = \frac{196}{185}$. Výstupní signál takového děliče bude o půltón nižší, než signál vstupní.

Obr. 12. Generování tónů hradlováním impulsů

Celkové zapojení generátoru tónů pracujícího na uvedeném principu je na obr. 12. Přesnost aproximace je velmi dobrá a odchylka hudebního intervalu dosahuje v nejnepříznivějším případě $\Delta_{11} = 0{,}0649$ c. U této metody podobně jako u syntézy kmitočtů nestačí posuzovat jakost zapojení jen podle přesnosti aproximace temperovaného ladění „průměrným kmitočtem" tónů, ale je zapotřebí posuzovat také rozptyl periody, neboť tato veličina se může stát omezující pro dané použití. Např. zapojení podle obr. 12 by bylo zcela nepoužitelné bez přídavných dělicích stupňů na výstupech hradlovacích obvodů (naznačeny čárkovaně, $n \rightarrow 7$). Již jsme naznačili, že rozptyl periody lze zmenšovat zařazováním binárních dělicích stupňů na výstup obvodu generujícího kvaziperiodický signál. Podívejme se však na tento problém exaktněji. Rozptyl periody je definován vztahem (6), v němž T_1 je nejkratší „perioda" a $T_2 = T_1 + nT$ nejdelší „perioda", vyskytující se v daném kvaziperiodickém signálu, přičemž *T* je perioda výchozího periodického signálu. Lze dokázat, že:

a) lze každý hradlovací obvod navrhnout tak, že „periody" výstupního signálu jsou odstupňovány po jednotkách vstupního hodinového signálu,
b) průchodem kvaziperiodického signálu děličem kmitočtu s celistvým dělicím poměrem zůstane zachován jak počet „period" signálu, tak odstupňování „period" po jednotkách period původního hodinového signálu.

Z těchto poznatků lze odvodit tyto metody potlačování rozptylu periody:

a) generovat tóny jednoduchým postupným řazením hradlovacích obvodů (obr. 12) a na výstupy těchto hradlovacích obvodů připojit dostatečně velký počet binárních děličů tak, aby rozptyl periody výstupních signálů byl pod stanovenou mezí. Ve vztahu (6) to znamená dostatečně zvětšovat T_1 při zachování $n = 11$,
b) generovat tóny nikoli sériovým, nýbrž sérioparalelním řazením hradlovacích obvodů, přičemž v jedné sériové větvi se generuje některá skupina tónů tak, aby ve všech větvích dohromady se generovaly všechny tóny aproximace. Ve vztahu (6) to znamená zmenšovat *n*,
c) kombinovat metody a) a b).

Metoda generování tónů hradlováním impulsů je vhodná k uplatnění integrovaných obvodů LSI: Intermetall vyvinul v roce 1971 integrovaný obvod SAH190, který používá pro potlačení rozptylu periody kombinaci metod a) a b). Asi o čtyři roky později Philips uvedl na trh integrovaný obvod SAH220, který používá pro potlačení rozptylu periody metodu a).

Integrovaný obvod SAH190 je monolitický programovatelný generátor čtyř tónů aproximace temperované oktávy. Je vyroben technologií MOS na jednom čipu a je v kovovém pouzdře TO-96 s 10 vývody. Napájecí napětí $U_{DD} = -15$ až -19 V proti zemi; SAH190 není kompatibilní s obvody TTL. Obvod vyžaduje dvoufázový hodinový signál, přičemž rozsah zpracovatelných vstupních kmitočtů je 1 až 1,5 MHz. Dolní hranice je nenulová vzhledem k dynamickému principu funkce obvodu. Kromě dvou vývodů napájení a dvou vývodů pro vstup hodinového signálu má obvod čtyři výstupy, na nichž generuje tóny v intervalu aproximované malé tercie, a dva řídicí vstupy, jejichž připojením na vhodný signál lze modifikovat vnitřní funkce obvodu.

Pro generování dvanácti tónů nejvyšší znějící oktávy nástroje je zapotřebí tří obvodů SAH190, z nichž každý má programovací vstup funkce připojen na jiný signál. Na obr. 13 je blokové schéma a programovací tabul-

C_1	f_i
f_0	f_0
—	$f_0 \cdot \frac{196}{185}$
⊥	$f_0 \cdot \frac{55}{49}$

C_2	f_i
⊥	$f_i : 176$
—	$f_i : 352$

Obr. 13. Integrovaný generátor tónů SAH190; a) blokové schéma a vývody, b) činnost programovacích vstupů

ka funkcí obvodu. Zapojení obsahuje řetězec čtyř identických děličů s dělicím poměrem $d_1 = \frac{44}{37}$, kombinovaných s děliči číslem $d_2 = 44$, na něž navazují přídavné přepínatelné výstupní děliče s dělicím poměrem $d_3 = 4$, popř. $d_4 = 8$. Před zaojením jsou předřazeny přepínatelné vstupní děliče s dělicími poměry $d_5 = \frac{55}{49}$ a $d_6 = \frac{196}{185}$. Výstupní děliče slouží k potlačení rozptylu periody a jejich dělicí poměr se programuje připojením řídicího vstupu c_2. Je-li tento vstup uzemněn, je dělicí poměr všech výstupních děličů 4, je-li nepřipojen, je dělicí poměr všech výstupních děličů 8. Vstupní přepínatelné děliče mají za úkol posouvat kmitočet výstupních signálů o potřebný počet půltónů, odpovídající pořadí daného obvodu v trojici. Vstupní děliče se zapojují do signální cesty podle propojení řídicího vstupu c_1 obvodu. Je-li tento vstup připojen na hodinovou fázi f_0, vstupní děliče nepracují a signál prochází ze vstupu přímo na kaskádu hradlovacích obvodů. Je-li řídicí vstup nepřipojen, zařadí se do vstupu signálu dělič s dělicím poměrem d_6, pracující na principu hradlovacího obvodu a posouvá vstupní kmitočet o aproximovaný půltón níže. Přesnost aproximace tohoto temperovaného půltónu je $\Delta_6 = 0{,}0059$ c. Tento předřadný hradlovací dělič vnáší do výstupního periodického signálu první rozptyl periody. Je-li řídicí vstup uzemněn, zařadí se do vstupu signálu dělič s dělicím poměrem d_5 pracující na principu hradlovacího obvodu a posouvá vstupní kmitočet o aproximovaný celý tón níže. Přesnost aproximace celého tónu děličem je $\Delta_5 = 0{,}019$ c. Tento předřadný hradlovací dělič také vnáší do vstupního signálu první rozptyl periody.

Tóny se generují ve čtyřech identických děličích s dělicími poměry d_1 a d_2, pracujících na principu hradlování impulsů. Každý z těchto děličů má dva výstupy se samostatnými funkcemi. Obvod dělí kmitočet vstupního signálu číslem $n = 44$ a takto vzniklým signálem řídí programovatelný výstupní dělič. Kromě toho dělí kmitočet vstupního signálu číslem $m = \frac{44}{37}$ – takto vzniklým signálem řídí vstup následujícího identického stupně. Kmitočty jedním obvodem generovaných dvou sousedních tónů jsou tedy v poměru $m = \frac{44}{37}$, což představuje aproximaci temperované malé tercie s přesností $\Delta_1 = 0{,}025$ c. Princip řešení hradlovacího děliče je ukázán na příkladu děliče s poměrem $m = 44/37$ na obr. 14. Obvod se skládá ze dvou čítačů A a B a ze součinového hradla H. Čítač A čítá vstupující impulsy a vždy při přechodu do výchozí polohy vydá jeden hradlovací impuls do součinového hradla a tento impuls se současně započítá v čítači B. Čítač B má modul 7. Čítá výstupní impulsy čítače A a kromě toho řídí jeho modul. Je-li čítač B ve stavu 1, 2, 3, 5 nebo 6, čítá čítač A s modulem 6. Je-li čítač B ve stavu 4 nebo 7, pracuje čítač A s modulem 7. Čítač B tedy generuje při každém 44. hodinovém impulsu jeden výstupní impuls a vrací se současně do výchozí polohy. Vzhledem k tomu, že každý výstupní impuls čítače A zahradluje na součinovém hradle jeden vstupní impuls, projde součinovým hradlem z každých 44 vstupních impulsů pouze 37. Poměr kmitočtů na vstupu a na druhém výstupu tohoto obvodu je tedy roven číslu d_1.

Obr. 14. Blokové schéma děliče kmitočtu s dělicím poměrem 44/37

Zapojení tří obvodů SAH190 pro generování aproximace temperované oktávy je na obr. 15. Povšimněme si zapojení programovacích vstupů c_1 a c_2. Na obr. 16 je průběh odchylek aproximace temperované oktávy trojicí obvodů SAH190. Průběh byl vypočítán podle (5) s přihlédnutím ke struktuře zapojení generátoru a k pravidlu o sčítání odchylek vyjádřených v logaritmické míře (v centech). Toto pravidlo zní: je-li Δ_1 odchylka tónu t_1 od temperovaného ladění a Δ'_2 odchylka tónu t_2 od temperovaného intervalu s tónem t_1, pak pro odchylku Δ_2 tónu t_2 od temperovaného ladění platí (s ohledem na polaritu odchylek) $\Delta_2 = \Delta_1 + \Delta'_2$.

Rozptyl periody výstupů generátoru podle obr. 15 je nejnepříznivější pro kmitočty f_{11} a f_{12} (nikoli pro f_{10}, protože první obvod nemá předřazen hradlovací dělič). Signály f_{11} a f_{12} obsahují 6 „period" odstupňovaných po jednotkách periody vstupního hodinového signálu, čemuž odpovídá pro dělicí poměr 4 výstupního děliče rozptyl periody 27,7 c a pro dělicí poměr 8 výstupního děliče rozptyl periody 13,8 c. Údaje platí přesně pro signál f_{11}, pro signál f_{12} jsou o 6 % příznivější.

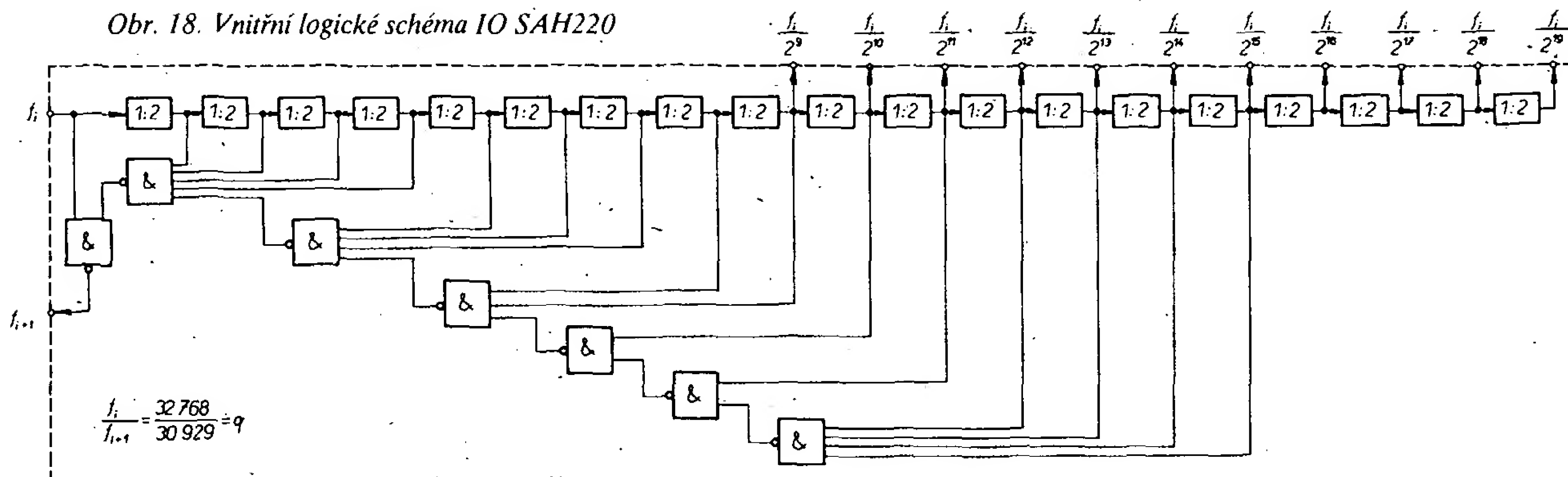
Integrovaný obvod SAH220 firmy Philips představuje novější přístup k řešení problému generování tónů metodou hradlování impulsů s obvody LSI. Zatímco obvod SAH190 generoval 4 tóny nejvyšší znějící oktávy nástroje, generuje obvod SAH220 jeden tón nejvyšší znějící oktávy a k němu 10 tónů v oktávových intervalech. Skládá-li se tedy generátor tónů s obvody SAH190 ze tří těchto obvodů a alespoň dvanácti integrovaných oktávových děličů (např. sedmistupňový oktávový dělič SAJ110), stačí při použití SAH220 pouze 12 těchto obvodů, přičemž zapojení je homogenní (obsahuje pouze jeden typ stavebního prvku) a navíc poskytuje o tři oktávové stopy více, než kombinace SAH190 – SAJ110. SAH220 je řešen technologií ECL a I^2L a je na vstupu a výstupech kompatibilní s obvody TTL. Je v pouzdře 16 DIL.

Na obr. 17 je blokové schéma jednoho obvodu SAH220. Zapojení obvodu má dvě základní funkce:

Obr. 15. Schéma zapojení generátoru nejvyšší oktávy se SAH190

Obr. 16. Průběh odchylek aproximace temperované oktávy realizované s IO SAH190 (obr. 15)

Obr. 17. Blokové schéma zapojení IO SAH220



Obr. 18. Vnitřní logické schéma IO SAH220

a) opakovaným dělením kmitočtu vstupního signálu kaskádou 19 binárních děličů vytvořit 11 oktávových stop daného tónu, přičemž dělicí stupně mezi vstupem signálu a výstupem nejvyšší oktávové stopy (9 děličů) potlačují rozptyl periody metodou a) pod mez rozpoznatelnosti,

b) metodou hradlování vstupních impulsů generovat signál s kmitočtem o aproximovaný půltón nižším, než je vstupní kmitočet pro buzení navazujícího identického stupně. Temperovaný půltón q je aproximován racionálním číslem

$$p = \frac{32\,768}{30\,929}.$$

Odchylka aproximace je Δ_p = 0,0071 c.

Hradlovací obvod řízený stavem prvních patnácti binárních děličů tedy propustí z každých 32 768 impulsů na výstup pouze 30 929 impulsů. Proč byl zvolen právě aproximační poměr $\frac{32\,768}{30\,929}$? Konstruktér obvodu velmi dobře přistupoval k otázce minimalizace zapojení tím, že kaskády binárních děličů využil jak pro generování všech oktávových stop, tak i pro generování aproximamovaného půltónu. Protože kaskáda binárních děličů má v kterémkoli svém úseku od vstupu signálu periodu rovnu některé mocnině čísla 2 period vstupního signálu, bylo nutno najít takový dělicí poměr $p = \frac{n_1}{n_2}$, aby číslo n_1 bylo mocninou základu 2 a přitom aby číslo p dostatečně přesně aproximovalo iracionální koeficient q s ohledem na to, že obvody SAH220 jsou řazeny za sebou v počtu 12 a odchylka generovaných tónů od temperovaného ladění se podél kaskády zvětšuje. Za dostatečně přesnou racionální aproximaci čísla q uznal konstruktér obvodu právě uvedený poměr p, který využívá pro řízení činnosti hradla stavu prvních patnácti binárních děličů. Počet n_2 = 30 929 impulsů prochází hradlem díky kombinační logické síti z šesti hradel typu NAND zpracovávajících stav binárního děliče.

Logické schéma zapojení obvodu SAH220 je na obr. 18. K počtu n_2 = 30 929 prošlých impulsů z každých n_1 = 32 768 vstupních impulsů dospějeme analýzou logické sítě z hradel NAND, uvědomíme-li si, že součin vstupních signálů každého sousedního hradla NAND má opačný vliv na průchod adresované skupiny vstupních impulsů hlavním hradlem (pravdivý součin vstupů hradla zpracovávajícího čtyři výstupy kaskády má za následek zahradlování vstupních impulsů, pravdivý součin vstupů sousedního hradla má za následek propuštění vstupních impulsů atd.).

Na obr. 19 je zapojení generátoru tónů s obvody SAH220. Kmitočet vstupního synchronizačního signálu se zvolí podle toho, které oktávové výstupy hodláme použít, kterou nejvyšší znějící oktávu a který nejvyšší znějící tón vyžadujeme. Mezní kmitočet SAH220 je až f_{max} = 10 MHz. Vstupní kmitočet f_0 na obr. 19 odpovídá případu, generuje-li první obvod SAH220 v kaskádě oktávové stopy tónu c počínaje tónem c[7] na výstupu s nejvyšším kmitočtem. Na obr. 20 je průběh odchylek aproximace temperované oktávy realizované kaskádou obvodů SAH220. Polarita odchylek vychází z toho, že platí

$$p = \frac{32\,768}{30\,929} < q.$$

Odtud také vyplývá směrnice průběhu. Závislost byla vypočítána s přihlédnutím k pravidlu o sčítání odchylek v logaritmické míře. Naznačený střed tolerančního pásma ukazuje způsob minimalizace absolutní hodnoty odchylky kteréhokoli tónu od temperovaného ladění.

3: Zhodnocení metod číslicového generování tónů

V předchozích odstavcích byly vyloženy čtyři nejznámější číslicové metody generování aproximace temperované oktávy. Na závěr této části výkladu je vhodné zhodnotit a srovnat uvedené metody.

a) Přesnost aproximace temperované oktávy

U všech popisovaných metod generování tónů lze přesnost aproximace temperovaného ladění libovolně zlepšovat – to však vyžaduje vždy složitější zapojení. Pouze při generování realizovaném obvodem SAH220 lze hovořit o zanedbatelném růstu složitosti (pokud by se řídicí logika hradla rozšiřovala pouze v rámci stávajících stupňů binárního děliče), u ostatních metod lze růst složitosti označit za podstatný.

b) Potlačení rozptylu periody

S rozptylem periody jsme se setkali pouze u syntézy kmitočtů a u metody hradlování vstupních impulsů. Podobně jako přesnost aproximace, tak i potlačení rozptylu periody zvětšuje složitost zapojení (zvětšování počtu kaskádních binárních děličů zvyšuje oblast pracovních kmitočtů). Pouze u metodiky realizované obvodem SAH220 není logika potlačující rozptyl periody jednoúčelná, neboť se podílí i na generování aproximace půltónu.

c) Snadnost realizace

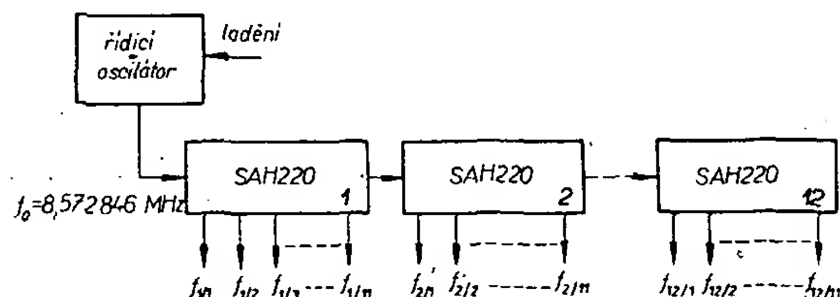
Zapojením snadno realizovatelným rozumíme takové zapojení, které používá co nejméně druhů součástek; pokud možno nepoužívá pasívní součástky, je sestaveno pokud možno z pravidelně se opakujících motivů, snadno se oživuje atd. Z tohoto hlediska jsou méně vhodné metody fázového závěsu oscilátorů (obtížná realizace napětím řízených oscilátorů a porovnávacích obvodů) a metoda syntézy kmitočtů (realizace součtových obvodů).

d) Vhodnost pro integraci

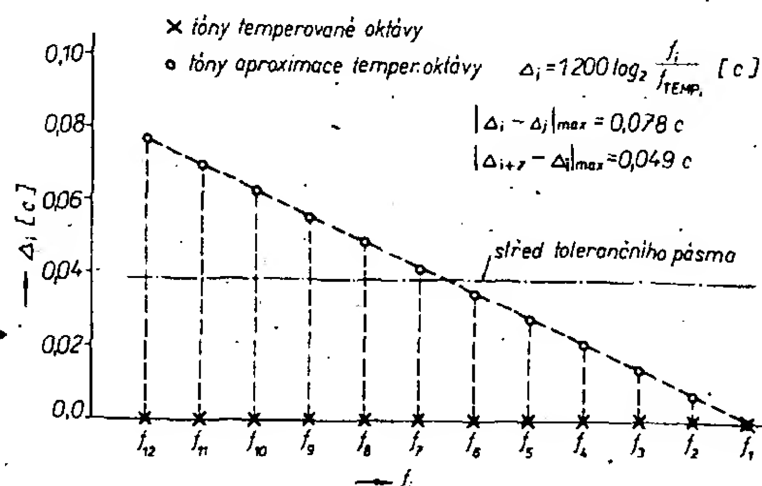
Jak jsme poznali na příkladech uvedených speciálních integrovaných obvodů, jsou pro integraci vhodné především metoda děličová a metoda hradlování vstupních impulsů.

e) Vhodnost pro realizaci tuzemskými součástkami

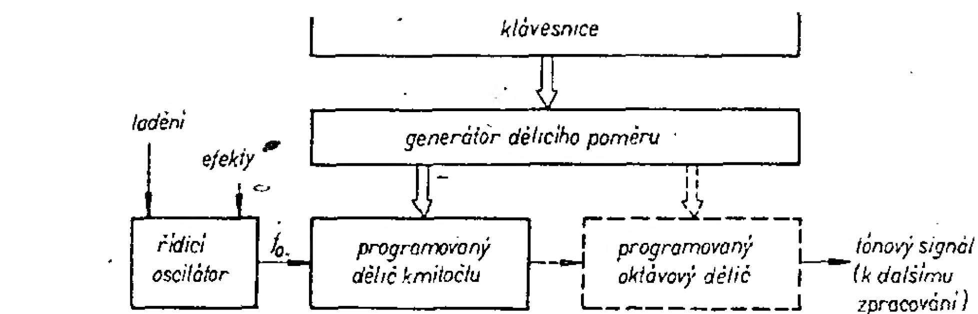
Pro realizaci generátoru tónů tuzemskými součástkami je při současných cenách (1978) a sortimentu integrovaných obvodů z uvedených čtyř metod nejvýhodnější metoda dělení kmitočtu výchozího signálu. Řadu dělicích poměrů, kterou používá integrovaný obvod M087, lze realizovat 25 ks. IO (13 × MH7493, 5 × MH7490, 7 × MH7474) a 32 diodami. Zlevnit realizaci lze vhodným kombinováním děličové metody s jinými metodami (např. s metodou hradlování vstupních impulsů).



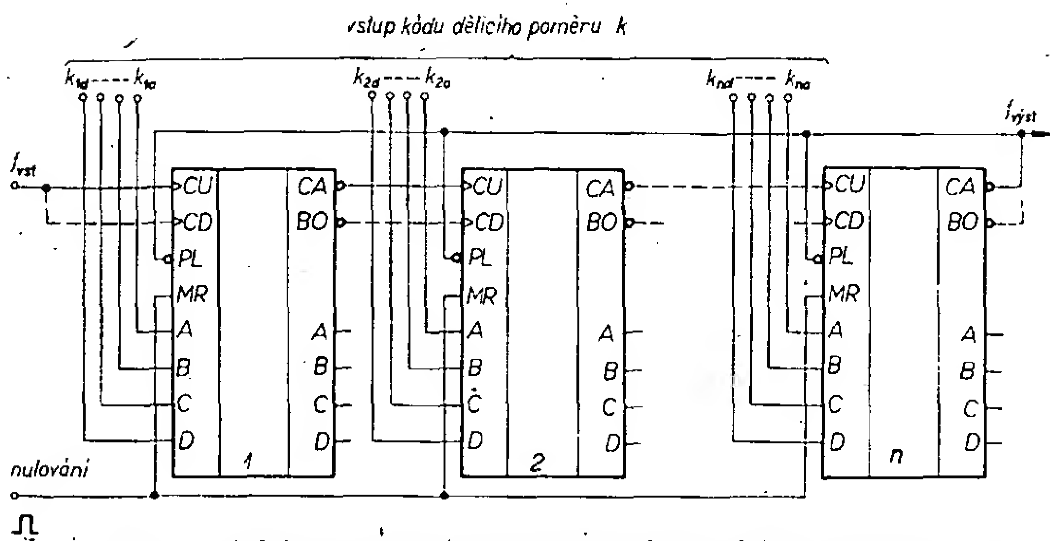
Obr. 19. Zapojení generátoru tónů s SAH220



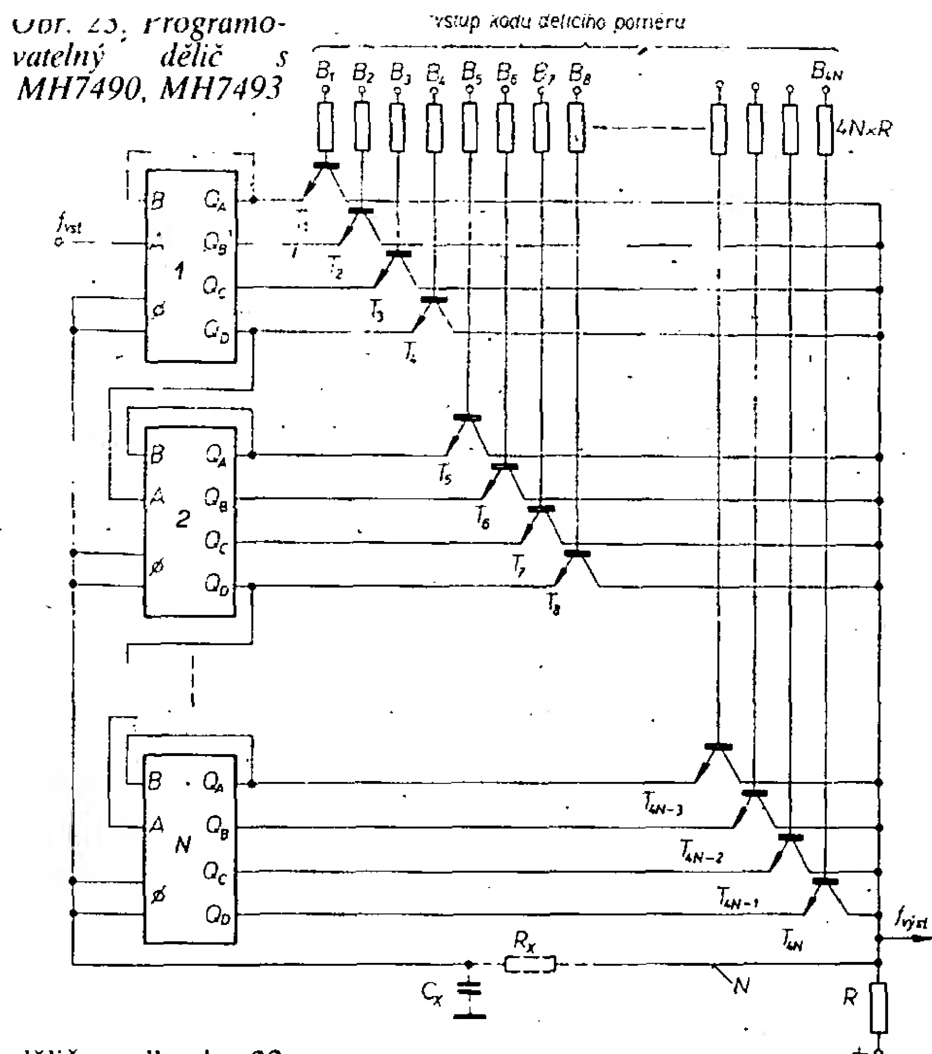
Obr. 20. Průběh odchylek aproximace temperované oktávy realizované zapojením s IO SAH220



Obr. 21. Blokové schéma monofonního děličového generátoru tónů



Obr. 22. Schéma zapojení programovatelného děliče kmitočtu s vratnými čítači MH74192, MH74193



Obr. 23. Programovatelný dělič s MH7490, MH7493

f) Subjektivní posouzení

Při posuzování použitelnosti či nepoužitelnosti dané metody generování tónů jsme zatím vycházeli z matematicky přesně vyjádřitelných veličin (přesnost aproximace temperovaného ladění a rozptyl periody). Podle názoru některých hudebníků však tento přístup k hodnocení nestačí a je třeba k němu připojit subjektivní hodnocení poslechem příslušného hudebního nástroje. Nejčastěji je terčem připomínek expertů s výjimečně citlivým sluchem metoda dělení výchozího kmitočtu. Tito odborníci tvrdí, že projev hudebního nástroje realizujícího tuto metodu působí dojmem přísné svázanosti jednotlivých tónů až dojmem strojovosti či prázdnosti hlasu a oproti např. metodě hradlování impulsů nebo metodě fázového závěsu oscilátorů že lze u děličové metody rozeznat poslechem, že generátor tónů není tvořen dvanácti nezávislými přesně naladěnými oscilátory. Tento názor malé části hudebníků ovšem vůbec nesnižuje význam děličové metody, obzvláště proto, že je zpravidla vyslovován v laboratorních podmínkách (nástroj s vypnutými rejstříky a pouze se základní tónovou stopou). Lidé s průměrně vycvičeným hudebním sluchem, za něž se pokládají i autoři tohoto AR, kteří měli možnost posoudit zvuk nástrojů realizujících metodu dělení výchozího kmitočtu i metodu hradlování impulsů, nerozeznají poslechem číslicový generátor tónů od generátoru s dvanácti přesně naladěnými oscilátory – ovšem pouze do doby, kdy přijdou na řadu efekty jako glisando nebo havajská kytara, nebo ukázka transpozice či spojitého přeladění nástroje o několik tónů apod., což jsou vlastnosti, které naopak svědčí pro číslicové generování tónů.

4. Monofonní děličový generátor tónů s čs. součástkami

Jednou z praktických aplikací uvedených úvah je číslicový monofonní generátor tónů. K jeho návrhu použijeme metodu dělení výchozího kmitočtu, u níž jsme došli k závěru, že je vhodná pro realizaci tuzemskými součástkami. Monofonní děličový generátor tónů může být základem moderního monofonního hudebního nástroje, elektronické ladičky, školní pomůcky (hrající notové tabule) nebo pěkné hračky, pěstující v dětech vztah k hudbě.

Tab. 3. Dělicí poměry děliče podle obr. 22

Čítání	Hodinový impuls	MH74192 $N = (N)_{BCD}$	MH74193 $N = (N)_2$
vpřed	krátký	$10^k - N$	$2^{4k} - N$
	dlouhý	$10^k - N - 1$	$2^{4k} - N - 1$
vzad	krátký	$N + 1$	$N + 1$
	dlouhý	N	N

k = počet obvodů MH74192(3)

Blokové schéma monofonního děličového generátoru tónů je na obr. 21. Oproti obecnému principu (obr. 6) není použita dvanáctice pevných děličů kmitočtu, nýbrž jediný, jehož dělicí poměr není konstantní, ale programovatelný. Programovatelný dělič tedy zpracovává vstupní synchronizační signál z řídicího oscilátoru tak, že jeho opakovací kmitočet dělí v poměru produkovaném generátorem dělicího poměru, který je řízen informací o stisknuté klávese (klávesách) na klávesnici. Programovatelný dělič kmitočtu může být řízen tak, že generuje kterýkoli tón z požadovaného rozsahu nástroje nebo v druhém případě generuje pouze kterýkoli tón nejvýše znějící oktávy. V tomto případě naň musí navazovat programovatelný oktávový dělič, který je samostatně řízen (často v jiném kódu) z generátoru dělicího poměru, jak ukazuje čárkovaná část obrázku. Takto generovaný tón je dále zpracován běžnými analogovými postupy (řazení rejstříků, generování obálky, některé hudební efekty, zesílení atd.). Zde si všimneme pouze možností realizace programovatelného děliče kmitočtu a generátoru dělicího poměru.

Programovatelný dělič kmitočtu lze realizovat např. podle obecného schématu zapojení na obr. 22. Zapojení pracuje s kaskádou synchronních vratných čítačů s předvolbou MH74192, MH74193 podle toho, v jakém kódu je zadáván dělicí poměr. Počet obvodů v kaskádě se volí podle požadovaného rozsahu programování dělicího poměru. Zapojení pracuje tak, že čítač čítá vstupní hodinové impulsy zvoleným směrem tak dlouho, až dospěje ke konečnému stavu pro daný směr čítání. V tomto stavu projde vstupní hodinový impuls kaskádou a generuje se impuls hlásící konec čítání. Protože výstup přenosu je zapojen na vstup řídicí paralelní zápis, způsobí tento impuls zápis čísla přiloženého na paralelní vstupy do vnitřních buněk čítače. Následující cyklus čítání ke koncovému stavu nevychází tedy ze stavu počátečního, nýbrž ze stavu, který je určen číslem na programovacích vstupech. Protože impuls ukončující čítání je současně výstupním signálem zapojení, je kmitočet jeho výskytu a tedy opakovací kmitočet výstupního signálu řízen číslem na paralelních vstupech děliče. V tab. 3 jsou vztahy mezi číslem přivedeným na paralelní vstupy a dělicím poměrem programovatelného děliče.

Parametry v tabulce jsou směr čítání, typ použitého integrovaného čítače a relativní délka vstupních hodinových impulsů. Je to délka hodinového impulsu vztažená ke zpoždění kaskády čítačů od synchronizačního vstupu prvního obvodu k výstupu ukončení čítání posledního obvodu. Hodinové impulsy čítačů mají polaritu HLH, musí být delší než 30 ns, čítače jsou synchronizovány jejich hranou LH a přenosový impuls má shodnou polaritu jako hodinový impuls. Je-li tedy hodinový impuls dostatečně kratší než doba zpoždění celé kaskády, je jeho „čítací" hrana LH pohlcena prioritním dějem paralelního nastavení a daný hodinový impuls způsobí pouze zápis čísla do čítačů. Je-li ovšem hodinový impuls dostatečně delší než doba zpoždění celé kaskády, přichází jeho „čítací" hrana LH až po ukončení zápisu čísla do čítačů a je započítána kaskádou čítačů. Daný hodinový impuls způsobí tedy zápis čísla do čítačů a změnu jejich stavu o jednotku. Odtud vyplývá jednotkový rozdíl dělicích poměrů zapojení s relativně krátkým nebo relativně dlouhým hodinovým impulsem (tab. 3). Zapojení děliče vybranému podle tab. 3 se musí přizpůsobit zapojení generátoru dělicího poměru.

Programovatelný dělič kmitočtu lze realizovat také s levnějšími integrovanými obvody MH7490, MH7493, i když toto zapojení není již tak elegantní jako předchozí (obr. 23). Asynchronní čítače MH7490, MH7493 jsou zapojeny do kaskády v takovém počtu, který odpovídá rozsahu programování dělicího poměru. Každý výstup čítače je připojen na emitor spínacího tranzistoru (např. KSY71). Kolektory všech tranzistorů jsou spojeny a jsou připojeny přes odpor řádu

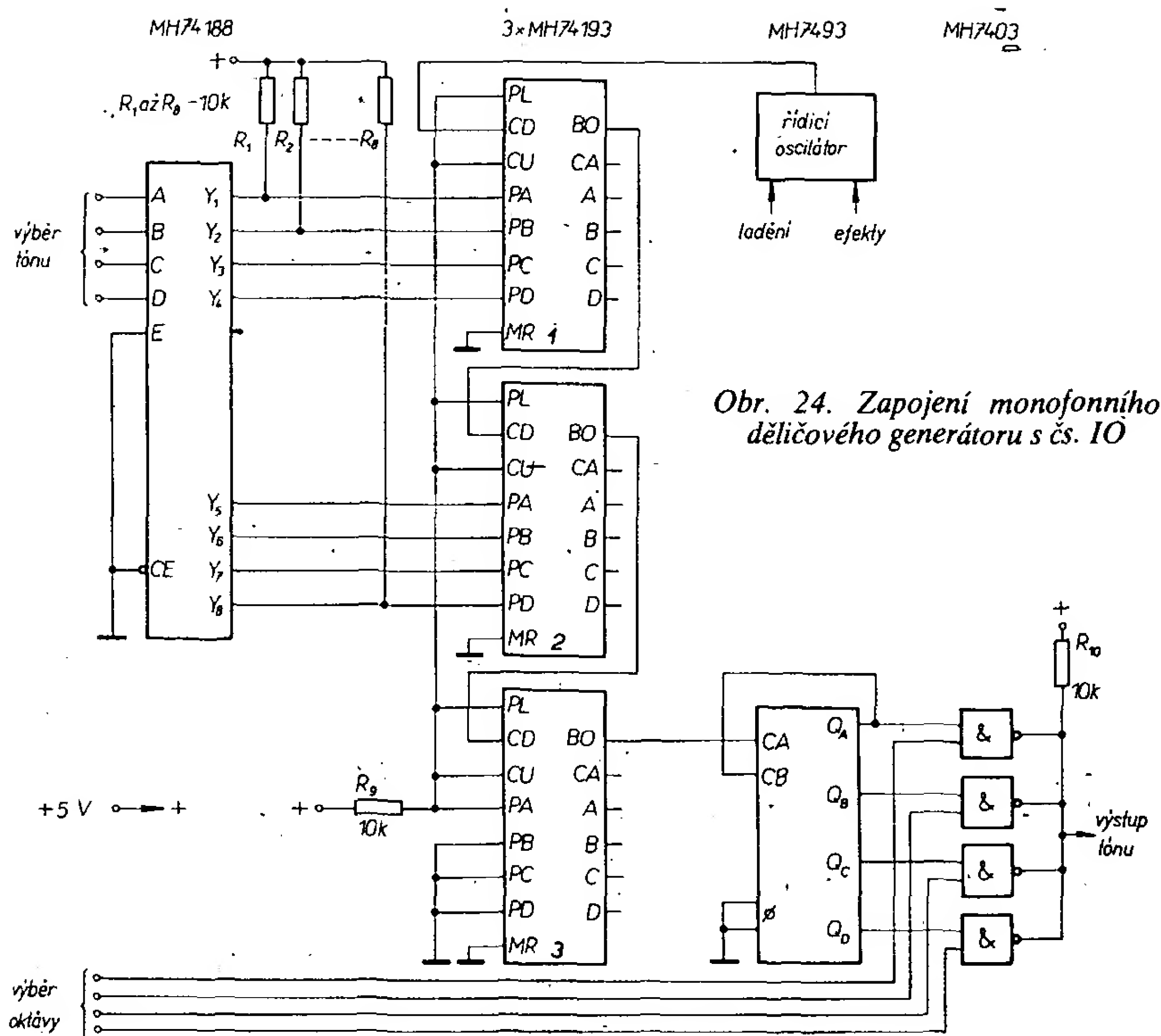
jednotek kΩ k napájecímu napětí +5 V a k nulovacím vstupům všech čítačů v kaskádě. Báze tranzistorů jsou buzeny přes odpory řádu 10 kΩ z výstupů IO, zadávajících dělicí poměr. Zkoumejme funkci jednoho tranzistoru pro všechny kombinace hodnot H, L na jeho programovacím vstupu B, na odpovídajícím výstupu Q čítače a na nulovacím vodiči N. Protože spínací tranzistor může zkratovat nulovací vodič na úroveň L, uvažujeme signály na nulovacím vodiči takové, jaké by byly, kdyby byl kolektor zkoumaného tranzistoru od tohoto vodiče odpojen. Všechny kombinace H, L na elektrodách zkoumaného tranzistoru jsou shrnuty v tab. 4, z níž

Tab. 4. Režimy činnosti T_i v zapojení podle obr. 23

B	Q	N	Režim činnosti
L	L	L	zavřen
L	L	H	zavřen
L	H	L	zavřen
L	H	H	zavřen
H	L	L	otevřen
H	L	H	otevřen
H	H	L	inverzně otevřen
H	H	H	zavřen

vyplývá, že tranzistor s L na programovacím vstupu představuje v náhradním schématu zapojení rozpojené místo mezi výstupem čítače a nulovacím vodičem, zatímco tranzistor s H na programovacím vstupu představuje diodu, zapojenou mezi výstup čítače (katodu) a nulovací vodič, takže L na výstupu čítače vnutí úroveň L na nulovací vodič. Úroveň H na výstupu čítače stav nulovacího vodiče neovlivní. Znamená to tedy, že čítač čítá vstupní hodinové impulsy z nulového stavu dotud, pokud nebudou úrovně H na všech výstupech, jimž odpovídají úrovně H na stejnolehlých programovacích vstupech. V tom okamžiku se objeví H i na nulovacím vodiči a celá kaskáda se asynchronně vrací do výchozího stavu. Stav, který vyvolal nulování, je pouze přechodným stavem a poněvadž čítač vychází ze stavu 0, je dělicí poměr přímo roven číslu přiloženému na programovací vstupy. Spínací tranzistor je vhodné použít ze dvou důvodů – má malý činitel β_{inv} (= 0,2), takže se nemůže přetížit některý z výstupů čítače při nepříznivé kombinaci (samé H) na všech ostatních programovacích programově připojených výstupech ani při větších délkách kaskády. Za druhé mají spínací tranzistory malé parazitní kapacity C_{CE}. Při tranzistorech s většími C_{CE} může v zapojení podle obr. 22 docházet k parazitnímu nulování v některém dřívějším stavu čítače vlivem kapacitního přenosu kladného zákmitu z hrany LH na některém výstupu čítače na nulovací vodič. V takovém případě lze nulovací děj zpomalit připojením kondenzátoru s kapacitou řádu stovek pF mezi nulovací vodič a pevný potenciál. V praxi zpravidla vystačíme bez přídavné kapacity i při použití nejlevnějších křemíkových tranzistorů (KC 148), navíc je možno vynechat odpor R (obr. 23), i když se tím dopouštíme přestupku proti základním aplikačním pravidlům pro práci s obvody TTL.

Druhou důležitou částí monofonního děličového generátoru tónů je generátor dělicího poměru (obr. 21). Tento blok zpracovává informaci z klávesnice, popř. z dalších řídicích vstupů (transpozice) a vytváří dělicí



Obr. 24. Zapojení monofonního děličového generátoru s čs. IO

poměr pro programovatelný dělič kmitočtů a pro případný navazující programovatelný oktávový dělič. V nejjednodušším případě je generátor dělicího poměru tvořen kombinačním obvodem (dekodérem), který se dá realizovat např. diodovou maticí, kombinační logikou s obvody TTL nebo integrovanou pamětí konstant. Výhodou diodové matice je, že má vstup v kódu 1 z N a tedy stejného charakteru, jako je výstup z klávesnice monofonního nástroje (s prioritním zapojením vyššího nebo nižšího tónu). Výhodou realizace s pamětí ROM je jednoduchost, avšak v předřazeném bloku je nutno generovat binární adresu pro tuto paměť.

Na obr. 24 je zapojení monofonního děličového generátoru tónů s popsaným programovatelným děličem s vratnými binárními synchronními čítači a generátor dělicího poměru s pamětí PROM MH74188. První část zapojení představuje programovatelný dělič kmitočtu s programovaným dělicím poměrem v rozsahu jedné oktávy, druhá část zapojení je programovatelný oktávový dělič. První dělič je programován binárním kódem přivedeným na čtyři adresové vstupy paměti PROM, v níž jsou uloženy kódy dělicích poměrů, druhý dělič má výstup programovaný čtyřmi sekcemi obvodu MH7403 a je řízen kódem 1 ze 4, přivedeným do řídicích vstupů hradla, přičemž první stupeň děliče současně upravuje střídu vstupujícího signálu z krátkých impulsů na poměr 50 %. Generátor na obr. 24 využívá stejné posloupnosti dělicích poměrů jako integrovaný obvod M087. Prostudujeme-li však dělicí poměry z obr. 7, transformované do dvojkové soustavy, shledáme, že čísla mají 9 platných bitů a v žádném bitu není tatáž logická hodnota pro všechny dělicí poměry. Jak nyní vyřešit situaci, když paměť MH74188 má 8 výstupů? Pomoc je snadná. Uvážíme-li, že poměr největšího a nejmenšího dělicího poměru řady je menší než 2, musí zákonitě existovat taková transpozice řady čísel z obr. 7, u níž nejvyšší bit bude konstantní pro všechny dělicí poměry. Skutečně stačí dva nejnižší dělicí poměry násobit dvěma a učinit z nich tak dva nejvyšší dělicí poměry. Tím, že jsme posunuli řadu dělicích poměrů k vyšším číslům, nabízí se možnost zlepšit přesnost její aproximace. Vyzkoušíme-li však nahradit dva nejvyšší sudé dělicí poměry některým sousedním lichým číslem, zjistíme, že přesnost je nejlepší pro původní sudé dělicí poměry. Vystačíme tedy s osmi výstupy paměti PROM a nejvyšší programovaný bit děliče připojíme na logickou konstantu H. Zbylé tři bity nejvyššího stupně kaskády zůstávají bohužel nevyužity. Protože programovatelný čítač pracuje v režimu vzad s dlouhými hodinovými impulsy (tab. 3), připojíme tyto nevyužité vstupy na logickou konstantu L. Ze zvoleného režimu činnosti čítače také vyplývá obsah paměti PROM. Je to přímo 8 nižších bitů dvojkového vyjádření dělicích poměrů z obr. 7 s respektováním realizovaného posuvu o dva dělicí poměry k vyšším číslům. Pravdivostní tabulka paměti PROM je v tab. 5. Druhá polovina paměťové kapacity odpovídající úrovni H na adresovém vstu-

Tab. 5. Pravdivostní tabulka obsahu paměti MH74188 (obr. 24)

E	D	C	B	A	Y8	Y7	Y6	Y5	Y4	Y3	Y2	Y1	Výstupní kmitočet generátoru
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1		1		f_{12}
0	0	0	0	1	1	1		1	1	1	1		f_{11}
0	0	0	1	0	1	1					1	1	f_{10}
0	0	0	1	1	1		1		1		1		f_9
0	0	1	0	0	1			1			1		f_8
0	0	1	0	1		1	1	1	1		1	1	f_7
0	0	1	1	0		1	1			1	1		f_6
0	0	1	1	1		1		1			1		f_5
0	1	0	0	0			1	1	1	1	1	1	f_4
0	1	0	0	1			1		1	1		1	f_3
0	1	0	1	0				1	1	1			f_2
0	1	0	1	1					1	1			f_1
0	1	1	0	0									
0	1	1	0	1									
0	1	1	1	0									
0	1	1	1	1									
1	0	0	0	0									
1	0	0	0	1									
1	0	0	1	0									
1	0	0	1	1									
1	0	1	0	0									
1	0	1	0	1									
1	0	1	1	0									
1	0	1	1	1									
1	1	0	0	0									
1	1	0	0	1									
1	1	0	1	0									
1	1	0	1	1									
1	1	1	0	0									
1	1	1	0	1									
1	1	1	1	0									
1	1	1	1	1									

pu E je nevyužitá a záleží na obrazotvornosti konstruktéra, jakého zlepšení vlastností monofonního generátoru s její pomocí dosáhne. Signál za programovaným oktávovým děličem je dále zpracován běžnými analogovými metodami. Uvedený monofonní generátor tónů generuje tóny v rozsahu 4 oktáv.

5. Polyfonní děličový generátor tónů s čs. součástkami

Další praktickou aplikací dosavadních teoretických úvah je číslicový polyfonní generátor tónů. K jeho návrhu použijeme metodu dělení výchozího kmitočtu. Polyfonní děličový generátor tónů může být základním členem jakéhokoli polyfonního elektronického hudebního nástroje od jednoduchého, určeného především pro děti, až po dokonalý vícemanuálový nástroj s bohatým rejstříkovým a efektovým vybavením.

Metoda návrhu optimálních děličů

Princip metody generování tónů dělením výchozího kmitočtu je na obr. 6. Znovu uveďme, že náklady na realizaci polyfonního děličového generátoru lze zmenšit při zachování přesnosti aproximace temperovaného ladění tím, že v oblasti dostatečně velkých přirozených čísel hledáme takovou dvanáctici dělicích poměrů N_i, jejichž prvočíselné rozklady obsahují co nejvíce společných prvočinitelů, opakujících se v co největším počtu rozkladů. Pak lze některé dělicí stupně nebo celé jejich kaskády využívat vícenásobně při realizaci několika dělicích poměrů. V navrženém dendritu (kostře) děličového zapojení lze na závěr návrhu při splnění určitých podmínek často ušetřit jednotlivé klopné obvody, nepoužijeme-li prvočíselné děliče a sloučíme-li jejich skupiny do děličů s většími neprvočíselnými dělicími poměry. Výhodnost zvoleného zapojení děličového generátoru (při dodržení předepsané přesnosti aproximace temperovaného ladění lze určit podle celkového počtu použitých čítačových klopných obvodů. Postup při návrhu zapojení polyfonního děličového generátoru tónů lze shrnout do několika bodů:

a) nalezení dvanáctice dělicích poměrů N_i, představujících dostatečně přesnou aproximaci temperovaného ladění,

b) rozklad každého dělicího poměru na prvočíselné činitele,

c) obecné zapojení podle obr. 6 zjednodušovat co do množství spotřebovaného materiálu hledáním společně využitelných prvočíselných činitelů nebo jejich kaskády. Je-li několik možností, je nutno prozkoumat každou z nich a zvolit tu, která představuje největší úsporu klopných obvodů v zapojení,

d) dendrit nalezený postupem podle bodu c) dále zkoumat z hlediska možnosti dalšího zjednodušení. Přitom se zaměřit na takové skupiny prvočíselných činitelů navazujících na sebe, u nichž není využit mezilehlý výstup signálu a lze je tedy sloučit do jednoho celku.

Při tomto zjednodušování vycházíme z věty, kterou uvedeme bez důkazů:

nechť přirozené číslo p je součinem skupiny l přirozených čísel p_i:

$$p = \prod_{i=1}^{l} p_i \qquad (8).$$

Pak mezi počtem platných bitů n_p čísla p a součtem platných bitů n_{pi} ($i = 1, 2, \ldots, l$) platí nerovnost:

$$n_p \leqq \sum_{i=1}^{l} n_{p_i} \leqq n_p + l - 1 \qquad (9a)$$

nebo

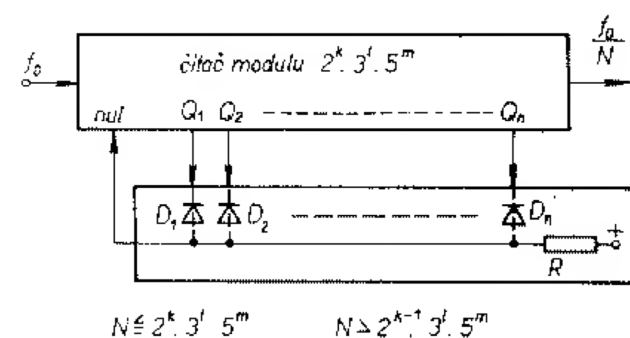
$$1 - l + \sum_{i=1}^{l} n_{p_i} \leqq n_p \leqq \sum_{i=1}^{l} n_{p_i} \qquad (9b).$$

Praktické použití této věty spočívá v tom, že zjišťujeme, neuspoří-li se jeden nebo několik klopných obvodů v zapojení nahrazením dvou navazujících prvočíselných děličů bez vyvedeného mezilehlého signálu děličem neprvočíselným s dělicím poměrem rovným součinu dělicích poměrů nahrazovaných prvočíselných děličů.

Strategie hledání optimálního zapojení děličového generátoru popsaná body a) až d) vychází z toho, že jsme schopni realizovat každý dělicí poměr stejně efektivně. Kdyby tomu tak nebylo, museli bychom do popisu strategie přidat další bod, který by preferoval zařazení těch děličů, které umíme realizovat efektivněji. Metoda návrhu děličů kmitočtů v následujícím odstavci přiznává stejnou efektivnost každému děliči, který je podle ní navržen.

Metoda vychází ze současných cenových relací integrovaných obvodů – ze sortimentu tuzemských integrovaných obvodů přicházejí v úvahu typy MH7474, MH7490, MH7493. V těchto třech typech integrovaných obvodů jsou ceny za jeden klopný obvod přibližně stejné. Kromě kritéria ceny realizace přistupuje nejčastěji ještě kritérium minimalizace počtu použitých pouzder integrovaných obvodů. Podle toho, kterému z kritérií dáme přednost, budou jednotlivé typy obvodů při realizaci zastoupeny. Dáváme-li přednost minimální ceně před minimálním počtem pouzder, pak použijeme zapojení prvočíselných děličů i s třemi sekcemi obvodu MH7474. Dáváme-li ovšem na první místo kritérium minimálního počtu pouzder, pak navržené čítače budou obsahovat nejvýše dvě sekce obvodu MH7474 (kromě dalších obvodů MH7490 a MH7493). Obvod MH7490 použijeme v zapojení děliče pouze tehdy, nepřinese-li jeho záměna za typ MH7493 úsporu počtu klopných obvodů děliče. Někdy vede použití MH7490 k úspoře diod v zapojení děliče, neboť lze s výhodou využít nulovacích a devítkovacích vstupů obvodu k rozšíření jeho schopností. Předchozí poznámky o nejvýhodnějším souboru použitých integrovaných obvodů předpokládají, že jsou využity všechny sekce integrovaných čítačů. Za určitých okolností lze připustit, aby jedna z obou sekcí jednoho obvodu MH7490, popř. MH7493 byla součástí jiného děliče (nevyžaduje-li se u žádného ze zúčastněných děličů funkce nulování společného obvodu, protože nulovací vstup ovládá obě jinak nezávislé sekce).

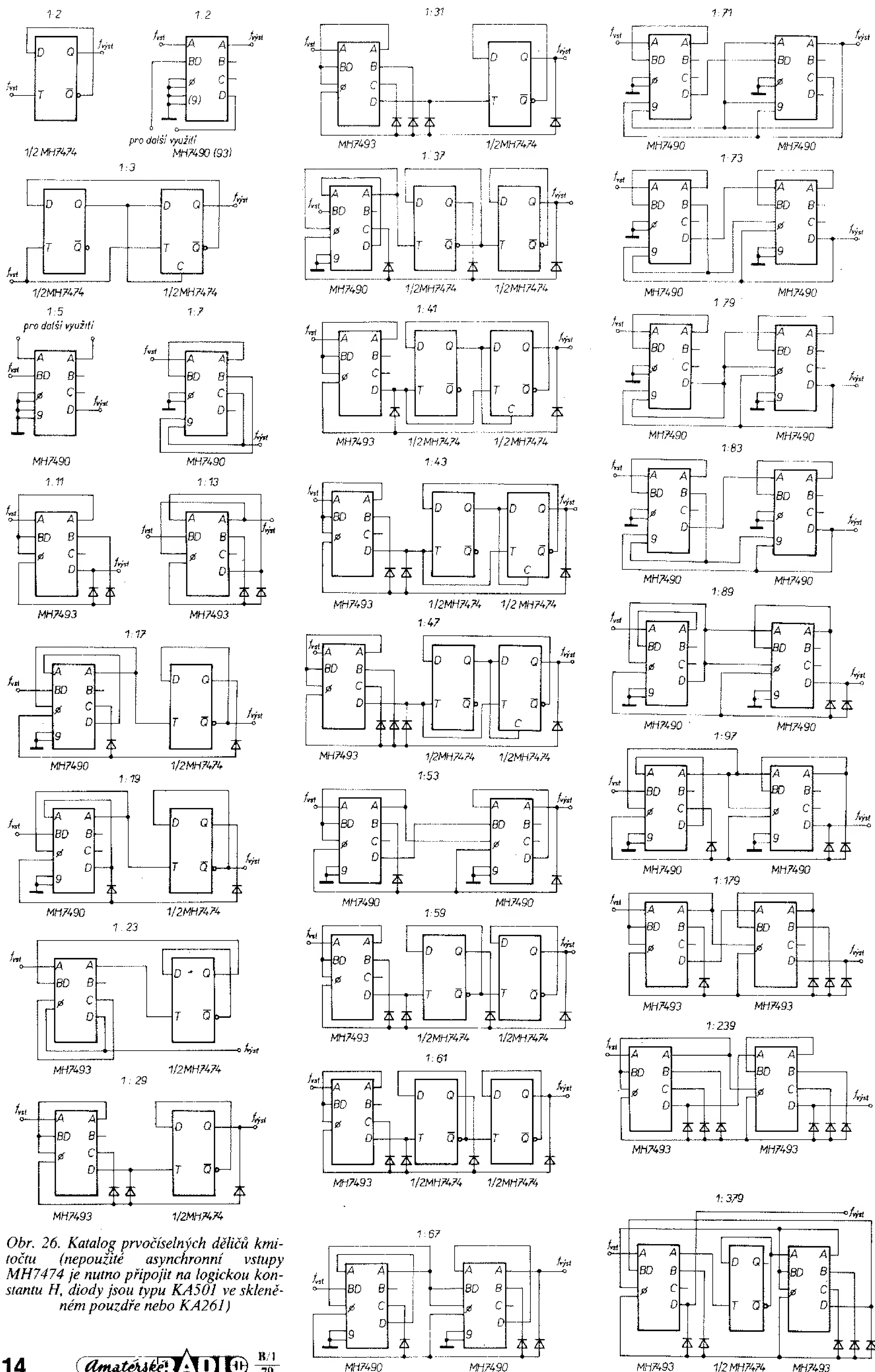
Obecné schéma zapojení děliče kmitočtu, jehož návrhem se budeme zabývat, je na obr. 25. Základem zapojení je čítač mod $2^k.3^l.5^m$. Základy modulu 2 a 5 „pocházejí" od MH7490 a MH7493, základ 3 má původ ve speciálním propojení dvou sekcí obvodu MH7474 realizující čítač mod 3 (viz obr. 26). Někdy je totiž výhodné použít toto zapojení obvodu MH7474, místo abychom dosahovali daného modulu nulovacími vazbami v zapojení. Čítač na obr. 25 zpracovává vstupní synchronizační signál a generuje výstupní signál s děleným kmitočtem. Výstupní signál slouží buď k buzení navazujícího děliče (navazujících děličů), nebo je to přímo jeden z výstupních signálů polyfonního generátoru tónů reprezentující některý tón nejvyšší znějící oktávy nástroje. V tom případě se snažíme, aby takový signál měl střídu blízkou 50 % (střída pravoúhlého signálu je definována jako podíl doby trvání jedné úrovně – zpravidla úrovně H – během jedné periody k době trvání celé periody). Modul samostatného čítače ovšem není prvočíselný a my chceme hledat především zapojení prvočíselných děličů kmitočtu. Z toho důvodu je na výstupní svorky všech stupňů čítače připojeno pole diod realizující součinovou funkci signálů z vhodného souboru výstupů a generující nulovací signál pro čítač. Tímto zapojením lze tedy vracet čítač do výchozího stavu dříve než po uplynutí plného počtu $M = 2^k.3^l.5^m$ vstupních impulsů a tak dělit kmitočet poměrem menším než M. Princip generování nulovacího signálu čítače je obdobný jako v zapojení podle obr. 23. Rozdíl je v tom, že součinové prvky nejsou programovatelné (tranzistory), ale pevně zapojené (diody), protože u polyfonního generátoru je skupina děličů s pevnými dělicími poměry a nikoli jeden programovatelný dělič (jako u generátoru monofonního). Místo tranzistoru s konstantou H na programovacím vstupu je zapojena dioda mezi výstup čítače (katodu) a společný nulovací vodič a místo tranzistoru s konstantou L na programovacím vstupu je výstup čítače nepřipojen, přičemž na rozdíl od zapojení na obr. 23 jsou v čítači kromě obvodů MH7490, MH7493 použity také sekce obvodů MH7474. Přitom upozorňujeme na možnost programovat čítač ručně, nahradí-li se každý tranzistor v obr. 23 diodou; anody diod se však nepřipojí ke společnému nulovacímu vodiči přímo, nýbrž přes kontaktní spínač. Sériová kombinace dioda + sepnutý spínač odpovídá tranzistoru s konstantou H na programovacím vstupu, zatímco sériová kombinace dioda + rozpojený spínač odpovídá tranzistoru s konstantou L na programovacím vstupu.



Obr. 25. Blokové schéma zapojení děliče kmitočtu pro polyfonní děličový generátor tónů

Vraťme se k zapojení podle obr. 25, u něhož lze opět v praxi (se zamhouřeným okem) vynechat odpor R. U tohoto zapojení se však vyskytuje závažnější problém. Je to vztah mezi úbytkem napětí na diodě v propustném směru a rozdílem mezi úrovní log. 0 na vstupu a na výstupu obvodu TTL. Předpokládáme-li nejnepříznivější případ (log. 0 na výstupu obvodu TTL, $U_{OL_{max}} = 0{,}4$ V) a připočteme-li k němu úbytek napětí na křemíkové diodě ($U_D \doteq 0{,}65$ V) zjistíme, že jsme překročili povolenou úroveň log. 0 na vstupu ($U_{IL_{max}} = 0{,}8$ V). Řešením by mohlo být použít převodník úrovní v nulovacím vstupu čítače nebo germaniové diody. Typické údaje statických parametrů čs. integrovaných obvodů TTL jsou však mnohem příznivější než katalogové údaje a proto lze zcela bez obav v nulovacích vstupech použít křemíkové diody bez převodníků úrovní ($U_{OL_{max\,typ}} = 0{,}15$ V, $U_{IL_{max\,typ}} = 0{,}85$ V).

Takový zjednodušující přístup k problematice aplikování číslicových obvodů TTL bychom si nemohli dovolit při návrhu zapojení z oblasti výpočetní techniky, kde každý rušivý impuls vznikající vlivem téměř nulové šumové imunity způsobené připojením křemíkové diody mezi vstup a výstup obvodu TTL by mohl znehodnotit zpracovávané informace – zapojení by bylo jednoznačně klasifikováno jako nevyhovující. Uvedené zjednodušení při návrhu polyfonního děličového generátoru tónů je oprávněno měřeními a zkušenostmi z praktického provozu a zdůvodněno velkými finančními úsporami při realizaci. Přesto však plyne z uvedeného zjednodušení jedno omezení a to při výběru typu diod pro součinový obvod. Zmenšená šumová imunita způsobuje, že nulovací vstup je citlivý na kapacitní špičky vyvolávané hranou LH na příslušném výstupu a přenášené na nulovací vstup přes parazitní kapacitu přechodu p-n diody. Je tedy nutno volit typ diody s minimálním součtem kapacity přechodu a montážní kapacity. Praxe ukazuje, že vhodným typem diody je např. KA261 (nebo KA501 ve skleněném pouzdře), zatímco montážní kapacita diody KA501 v plechovém pouzdře je tak velká, že děliče správně nepracují. Vliv parazitních kapacit diod lze kompenzovat kondenzátorem řádu 100 pF, zapojeným mezi nulovací vodič a pevné napětí. Stačí-li pro generování signálu v zapojení podle obr. 25 násobit signály



Obr. 26. Katalog prvočíselných děličů kmitočtu (nepoužité asynchronní vstupy MH7474 je nutno připojit na logickou konstantu H, diody jsou typu KA501 ve skleněném pouzdře nebo KA261)

z méně než tři výstupů čítače, lze ušetřit diody v součinovém obvodu a využít dvou vstupů pro nulování ve funkci AND u obvodů MH7490 a MH7493. U obvodů MH7490 lze navíc často s výhodou využít devítkovacích vstupů. Nulovacích, popř. devítkovacích vstupů lze využít i při násobení více než dvou signálů tak, že libovolný signál vstupující do součinu vedeme bez diody na jeden nulovací vstup, zatímco společný nulovací vodič, na němž se diodovou logikou násobí zbývající výstupní signál čítače, je připojen k druhému nulovacímu, popř. devítkovacímu vstupu.

Na obr. 26 jsou schémata zapojení několika prvočíselných děličů kmitočtu včetně schémat všech děličů, potřebných k realizaci polyfonního generátoru tónů podle následujícího odstavce. Děliče jsou navrženy jednak s ohledem na minimální počet pouzder, a jednak s ohledem na minimální cenu realizace.

Tam, kde je známo více zapojení pro daný dělicí poměr, bylo vybráno zapojení s menším počtem diod v nulovacím obvodu, popř. zapojení se střídou výstupního signálu bližší k 50 %, popř. zapojení s jednodušším motivem plošného spoje.

Návrh polyfonního děličového generátoru tónů

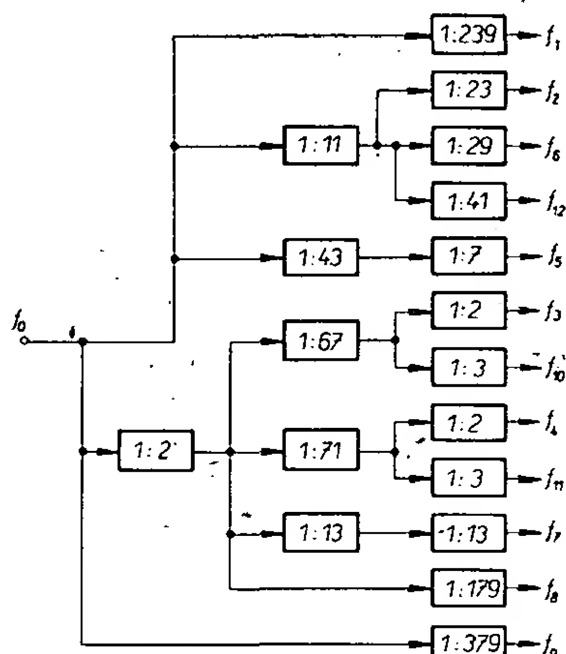
Autorovi těchto řádků se nepodařilo nalézt řadu dělicích poměrů N_i pro realizaci polyfonního děličového generátoru tónů, která by byla z hlediska přesnosti aproximace temperované oktávy a z hlediska nákladů na realizaci výhodnější než řada, popsaná v tab. 2. Pokračujme nyní v analýze vlastností této řady dělicích poměrů tak, abychom mohli navrhnout konkrétní zapojení. Ve sloupci R_i tab. 2 jsou prvočíselné rozklady dělicích poměrů řady. Z těchto prvočíselných rozkladů utvoříme podle dříve uvedených pravidel optimální dendrit (strom) děličů. Jeho schéma je na obr. 27. Prvočíselné děliče neslučujeme, protože v případě 13 × 13 bychom neušetřili pouzdro integrovaného obvodu ani diodu a v případě 43 × 7 bychom sice ušetřili jednu polovinu obvodu MH7474, ale ta by zůstala dále nevyužita a navíc by se zvětšila spotřeba diod v nulovacím obvodu. Jednotlivé části dendritu na obr. 27 lze tedy přímo nahrazovat odpovídajícími děliči z obr. 26 a vzájemně propojovat. K realizaci zapojení polyfonního generátoru tónů je zapotřebí 13 ks MH7493, 5 ks MH7490, 7 ks MH7474 a 32 ks diod KA501 ve skleněném pouzdru.

III. Automatické doprovodné jednotky

Automatickou doprovodnou jednotkou rozumíme takovou jednotku, která na základě řídicích pokynů obsluhy (volba rytmu, tempa, informace o tónině apod.) a vnitřních naprogramovaných údajů automaticky generuje doprovodné kanály se zvolenými parametry. V současné době existují dva základní druhy automatických doprovodných jednotek:

a) jednotky generující pouze rytmický doprovod (imitující zvuky skupiny bicích nástrojů).
b) jednotky generující harmonický doprovod, skládající se z basového doprovodu, akordu, popř. rozloženého akordu, které po spojení s vhodným signálem obálky imitují různé doprovodné nástroje. Harmonická doprovodná jednotka obsahuje zpravidla i bicí doprovodnou jednotku.

O použití automatických doprovodných jednotek, zvláště harmonických, se vedou v hudebních kruzích živé diskuse. Zastánci klasického přístupu jsou proti jejich použití a argumentují tím, že hudebník používající automatickou doprovodnou jednotku nemůže mít opravdový tvůrčí pocit a že tedy tvůrčí faktor v hudbě je používáním těchto jednotek degradován na nižší úroveň. Zastánci automatických doprovodných jednotek naproti tomu argumentují tím, že jedinec, používající automatickou doprovodnou jednotku, je schopen po dvou letech školy hry např. na elektronické varhany zahrát stejně obtížné skladby jako jeho stejně nadaný kolega, odmítající automatiku, po jedenácti letech studia. Žádný z obou názorů nelze jednoznačně označit za nesprávný a proto používání či nepoužívání doprovodných automatů nechť se řídí individuálním přístupem dotyčného hudebníka.

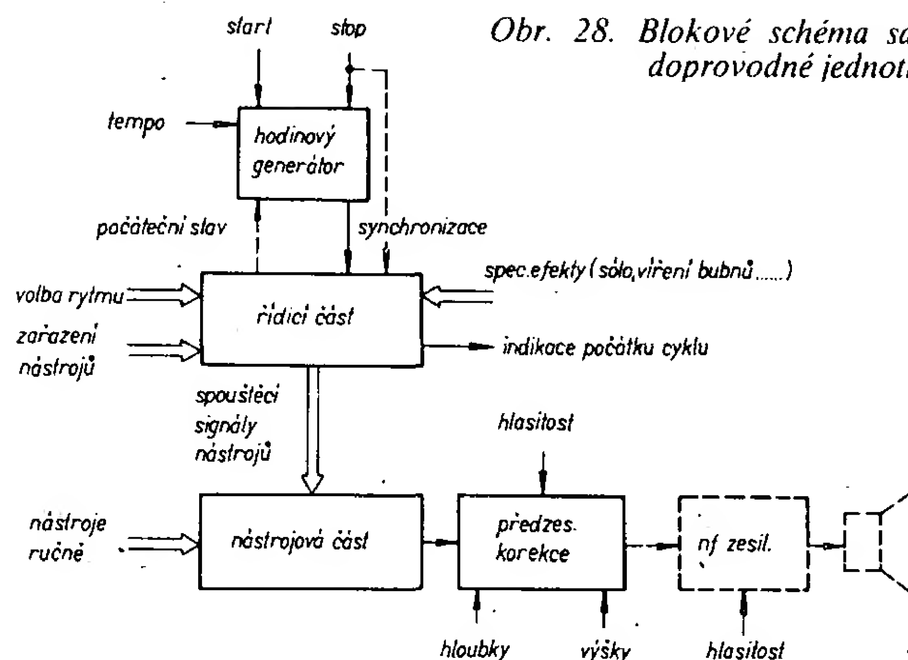


Obr. 27. Děličový dendrit pro tónový generátor (s řadou dělicích poměrů podle tab. 2)

6. Automatické bicí doprovodné jednotky

Každá bicí doprovodná jednotka má dvě základní části – řídicí část a nástrojovou část.

Výchozí částí blokového schématu (obr. 28) je hodinový generátor. Jeho úkolem je synchronizovat sekvenční obvody (čítač) *řídicí jednotky*. Jeden hodinový impuls hodinového generátoru představuje jeden elementární krok činnosti bicího automatu, v němž zazní nebo nezazní úder bicího nástroje. Hodinový generátor musí mít nastavitelný kmitočet, protože ten udává výsledné tempo. Kromě toho ho musí být možno spustit a zastavit. Startovací vstup bývá zpravidla řešen tak, že obsluha bicího automatu si může zvolit, bude-li přístroj spouštět stiskem startovacího tlačítka nebo začátkem hry na dolním manuálu či pedálu. Možnost spouštět bicí jednotku výstupním signálem elektronického hudebního nástroje dovoluje hudebníkovi plně se soustředit na hru a nerozptylovat se ovládáním bicí jednotky. Zastavovací signál bývá řešen dvojím způsobem. Buď bicí jednotka zmlkne ihned při stisku tlačítka STOP, nebo se stiskem tohoto tlačítka vytvoří pouze podmínky k tomu, aby se zastavila až po ukončení cyklu řídicí jednotky. Druhá možnost opět umožňuje hudebníkovi, aby se mohl soustředit na závěr skladby a nemusel myslet na okamžik, v němž musí stisknout tlačítko STOP. Čekání hodinového generátoru po ukončení cyklu řídicí jednotky po vytvoření zastavovací podmínky je naznačeno zpětnou šipkou hlášení konce periody z řídicí jednotky do hodinového generátoru.

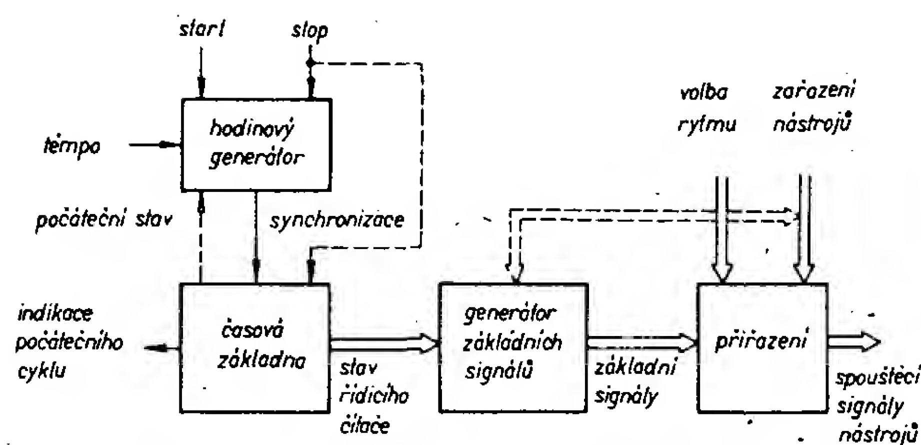


Obr. 28. Blokové schéma samočinné bicí doprovodné jednotky

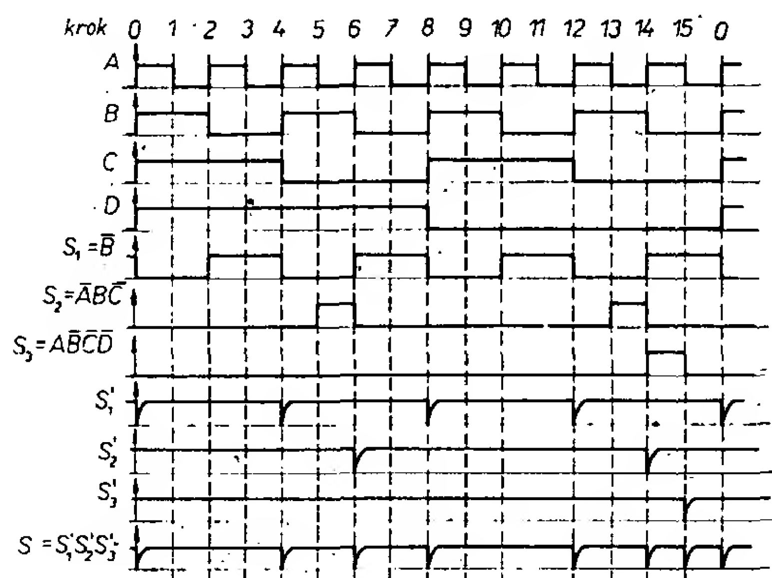
Řídicí část pracuje na ryze číslicových principech (charakterem své činnosti poněkud připomíná řadič zařízení výpočetní techniky). Je synchronizována signálem z generátoru hodin. Jejím úkolem je zpracovat ovládací signály z řadicího panelu a na jejich základě generovat spouštěcí impulsy pro nástrojovou část a některé pomocné signály. Řídicí část je ovládaná výběrem rytmu, zařazením nástrojů, nulovacím signálem vracejícím sekvenční obvody řídicí jednotky do výchozího stavu, případně některými netypickými povely jako start sóla pro bicí nástroje, víření bubnů apod. Řídicí jednotka generuje u většiny známých bicích automatů signál pro optickou indikaci okamžitého stavu řídicího čítače. Indikace je tvořena jedním prvkem (LED), jehož svit udává první dobu taktu nebo skupiny neopakujících se taktů. Indikačních prvků lze použít několik (pro přesnější vymezení okamžité polohy řídicího čítače). Optickou indikaci ocení hráč např. tehdy, začíná-li po skončení sólové části skladby pro elektronický hudební nástroj, při níž měl hlasitost bicí jednotky zmenšenu na minimum, opět část skladby s rytmickým doprovodem. Během sólové části skladby běží totiž bicí automat bez zastavení a na konci sóla se hráč synchronizuje na optickou indikaci, aby byl ve fázi s doprovodem při jeho zesílení.

Úkolem řídicí jednotky je generovat v každém elementárním okamžiku taktu spouštěcí impulsy pro ty nástroje, které mají v tomto okamžiku zaznít, je-li zvolen určitý rytmus. Tři souřadnice logické konstanty (čas, nástroj a zvolený rytmus), udávající, zazní či nezazní-li daný nástroj v daném čase v daném rytmu, nás budou provázet během všech úvah o řídicí jednotce bicího automatu.

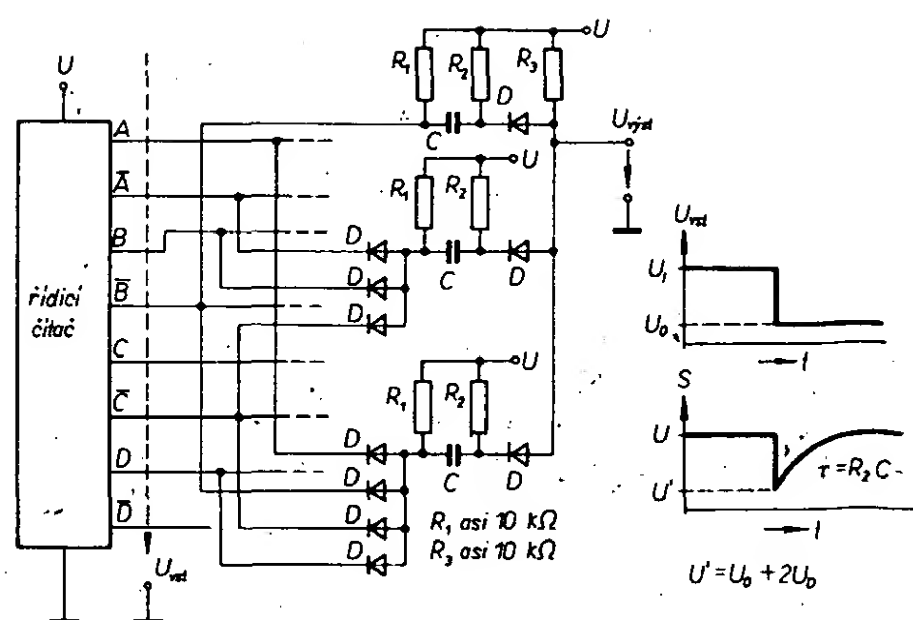
Úkolem řídicí jednotky bicího automatu je tedy generovat podle zvoleného rytmu pro každý nástrojový obvod takový sled spouštěcích impulsů, aby to odpovídalo úderům nástroje v daném rytmu. Tyto sledy spouštěcích impulsů jsou generovány periodicky s rychlostí danou nastaveným tempem. Perioda opakování bývá jen zřídkakdy rovna délce jednoho taktu skladby. V takovém případě totiž snadno rozpozná i neškolené ucho, že rytmus je vytvářen strojově a celkový dojem z poslechu není příznivý. Za přijatelnou periodu opakování téže figury se pokládá dvojice taktů nebo u dokonalejších přístrojů čtveřice taktů, přičemž jeden takt je členěn zpravidla na 16 elementárních dílů (u dokonalých přístrojů na 32 dílů) s možností zkrácení na 12 (24) dílů u rytmů s 3/4 taktem. Jeden elementární díl taktu odpovídá jednomu hodinovému impulsu započítanému v řídicí jednotce a je to nejmenší časový interval, s nímž může řídicí jednotka manipulovat. Řídicí jednotka bicího automatu musí tedy svou kapacitou (počtem stavů svého sek-



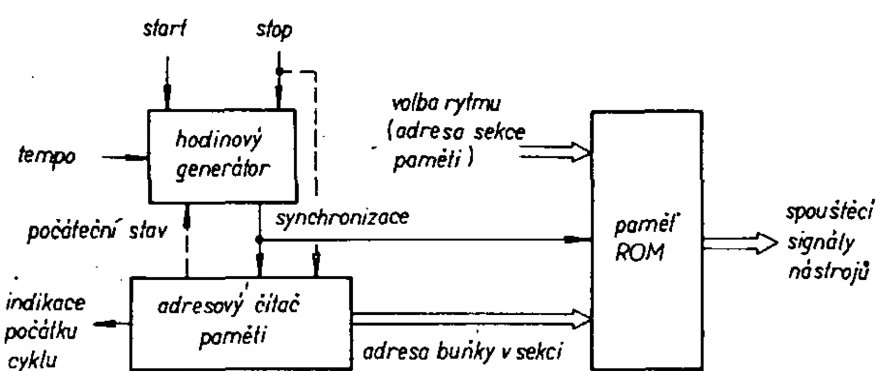
Obr. 29. Blokové schéma řadiče bicího automatu pro spouštěcí signály odvozené ze stavu řídicího čítače



Obr. 30. Časový diagram signálů ke generování základního signálu S



Obr. 31. Zapojení části řadiče bicího automatu, realizujícího spouštěcí signál S podle obr. 30.



Obr. 32. Blokové schéma řadiče bicího automatu generujícího spouštěcí signály čtením paměti RO

venčního řídicího členu) obsáhnout takový počet elementárních časových okamžiků, kolik odpovídá součinu počtu různých taktů figury a počtu elementů v jednom taktu, aby mohla zařadit či nezařadit spouštěcí impuls daného nástroje do kteréhokoli elementárního okamžiku figury.

Nástrojová část, která je další součástí blokového schématu na obr. 28, zpracovává tolik spouštěcích signálů z řídicí jednotky, kolik různých bicích nástrojů imituje a na svém výstupu generuje výsledný nf signál zvuku doprovodné jednotky. Někdy je nástrojová část vybavena možností spouštět údery bicích nástrojů ručně (obr. 28). Řetězec pro další zpracování signálu z nástrojové části obsahuje korekční předzesilovač, zesilovač a elektroakustický měnič, jindy je signál z nástrojové části po předzesílení a korekci sloučen se signálem z elektronického hudebního nástroje a dále zpracován ve společném řetězci.

Obvody řídicí části bicího automatu jsou vhodné pro integrování do jediného pouzdra. Integrovaných řídicích jednotek v podobě zákaznického integrovaného obvodu LSI existuje celá řada v různých stupních složitosti. Naproti tomu nástrojová část není svým charakterem vhodná pro integraci a tak i nejnovější modely doprovodných jednotek obsahují nástrojové části v podobě „spleti" diskrétních součástek.

Generování spouštěcích impulsů stavem řídicího čítače

Metoda generování spouštěcích signálů skládáním impulsů odvozených ze stavu řídicího čítače je na obr. 29. Časová základna řídicí jednotky (zpravidla binární čítač s možností programovat jeden ze dvou možných modulů) má počet stavů roven počtu elementárních intervalů bubenického klišé a existuje tedy jednoznačné přiřazení mezi stavem časové základny a pořadovým číslem momentálního elementárního intervalu. Stav časové základny je dále zpracován v generátoru elementárních signálů. Elementárním signálem se rozumí jeden impulsní signál, potřebný k buzení jednoho bicího nástroje v jednom rytmu během celé periody řídicí jednotky. Generátor elementárních signálů musí tedy mít tolik výstupů, kolik různých impulsních sledů vyžaduje rytmické vybavení automatu. Generátor elementárních signálů pracuje tak, že dekóduje stav časové základny a vysílá impulsy na ty výstupy, které mají být v daném okamžiku vybuzeny. Zapojení generátoru se řeší pevnou logikou, často diodovou. Záleží na konstruktérovi, jak se mu podaří minimalizovat potřebu materiálu vhodným rozčleněním zapojení a vícenásobným využitím těch sledů, které jsou součástí několika elementárních signálů. Je zřejmé, že uvedené řešení je nepružné a že jakákoli změna v rytmu vyžaduje zásah do obvodů generátoru elementárních signálů. Poněkud univerzálnějším řešením je rozdělit generátor elementárních signálů do dvou částí. V první části se dekódují všechny stavy řídicího čítače na samostatné výstupy (počet výstupů první části je roven počtu stavů řídicího čítače), takže obdržíme úplný soubor dílčích signálů. Dekódované stavy se pak tvarují na krátké impulsy. Sečtením vhodné skupiny vzniklých impulsních signálů lze pak generovat libovolný elementární signál. Je-li druhý (součtový) stupeň tvořen např. diodovou maticí, je možné dělat změny v rytmech pouhým vyměňováním diod. Tato metoda je univerzálnější než generování elementárních signálů „na míru", je však náročnější na spotřebu materiálu, protože ke sčítání signálů, nesoucích jediný impuls během periody, jsou třeba součtové obvody s několika vstupy.

Elementární signály jsou přiváděny na vstupy nástrojové části přes blok přiřazení. Úkolem této části je přivést na daný nástroj elementární signál podle zvoleného rytmu. Blok přiřazení je často realizován soupravou vzájemně se vybavujících tlačítkových přepínačů. Jeden přepínač odpovídá jednomu rytmu a každá sekce přepínače připojuje sběrnici pro buzení jednoho nástroje k potřebnému elementárnímu signálu.

Metoda generování spouštěcích impulsů stavem řídicího čítače se používala při konstrukci bicích automatů v době, kdy bylo neekonomické používat paměti ROM. Dnes se tato metoda prakticky nepoužívá.

Příklad použití metody generování spouštěcích impulsů stavem řídicího čítače je uveden na obr. 30 a 31. Předpokládejme zadání, kdy má řídicí čítač 16 stavů a naším úkolem je generovat elementární signál, spouštějící bicí nástroj v krocích 0, 4, 6, 8, 12, 14, 15 (viz časový diagram na obr. 30, v němž signály A, B, C, D a jejich komplementy jsou výstupními signály řídicího čítače). Při syntéze požadovaného signálu S postupujeme tak, že nejprve najdeme minimální soubor signálů S_i, jejichž hrany HL po sloučení vyznačují všechny zadané okamžiky spouštění nástroje. V příkladu na obr. 30 je tímto souborem trojice signálů S_1, S_2, S_3. Derivačním obvodem vytvoříme z těchto průběhů krátké impulsy s délkou potřebnou pro buzení bicích nástrojů a pak impulsní průběhy S'_1, S'_2, S'_3 sečteme (v záporné logice). Diodová realizace popsaných postupů je na obr. 31. Předpokládáme, že signály A, B, C, D a jejich komplementy vystupují z obvodů TTL (z tohoto důvodu se spouštěcí impulsy odvozují od hrany HL signálů), a že pro spouštění bicího nástroje stačí rozkmit daný napájecím napětím U_{CC} = 5 V, zmenšený o úbytek na dvojici diod.

Generování spouštěcích impulsů čtením paměti konstant

Princip této metody (obr. 32) je velmi jednoduchý ve srovnání s metodou, uvedenou v minulém odstavci. Generátor hodin synchronizuje adresový čítač paměťové matice ROM. Adresový čítač generuje část adresy matice, druhá část adresy se vytváří volbou rytmu. Na situaci lze pohlížet také tak, že část adresy odpovídající volbě rytmu, adresuje v matici paměťovou sekci odpovídající zvolenému rytmu. Adresový čítač pak postupně vybírá jednotlivé buňky této sekce tak, že jedna buňka odpovídá jednomu elementárnímu okamžiku. Výstupní slovo paměti má tolik bitů, kolik nástrojů obsahuje nástrojová

část bicího automatu. Protože výstupní slovo paměti je asynchronně odvozeno od její adresy, je nutno tvarovat je do impulsního průběhu. K tomu je vhodný např. hodinový signál, u něhož zvolíme délku aktivní části periody podle požadavků nástrojové části. Paměťová matice ROM bývá s výhodou organizována tak, že jedno pouzdro integrovaného paměťového prvku obsahuje jeden rytmus nebo skupinu příbuzných rytmů (podle kapacity použitého typu paměti ROM). Pak lze totiž velmi snadno měnit rytmické vybavení bicího automatu výměnou paměťových obvodů v objímkách. Uživatel bicího automatu může mít vybudovánu „knihovnu" rytmů v podobě sady paměťových obvodů, z nichž vždy vhodnou skupinu založí do automatu. Místo pamětí ROM lze samozřejmě používat i paměti PROM a to především tehdy, chceme-li vlastnoručně vyvíjet soubor rytmů. Při použití nemazatelných pamětí PROM je výhodné používat takové polarity signálů v matici, aby propálení spojky znamenalo přidání úderu. Pro základní vývoj rytmů, kdy je nutno počítat s přidáváním a ubíráním úderů, je ovšem vhodné použít v řídicí jednotce namísto pamětí PROM paměti RAM nebo jednoduchý simulátor paměti ROM programovaný např. zasouváním „zkratspojek" do bitových pozic a připojený na dobu výboje rytmu do objímky místo pouzdra paměti ROM. U nejrozšířenějších verzí bicích automatů (15 rytmů, 8 nástrojů, 32 kroků v periodě) je zapotřebí paměť ROM s kapacitou $M < 4k$ bitů.

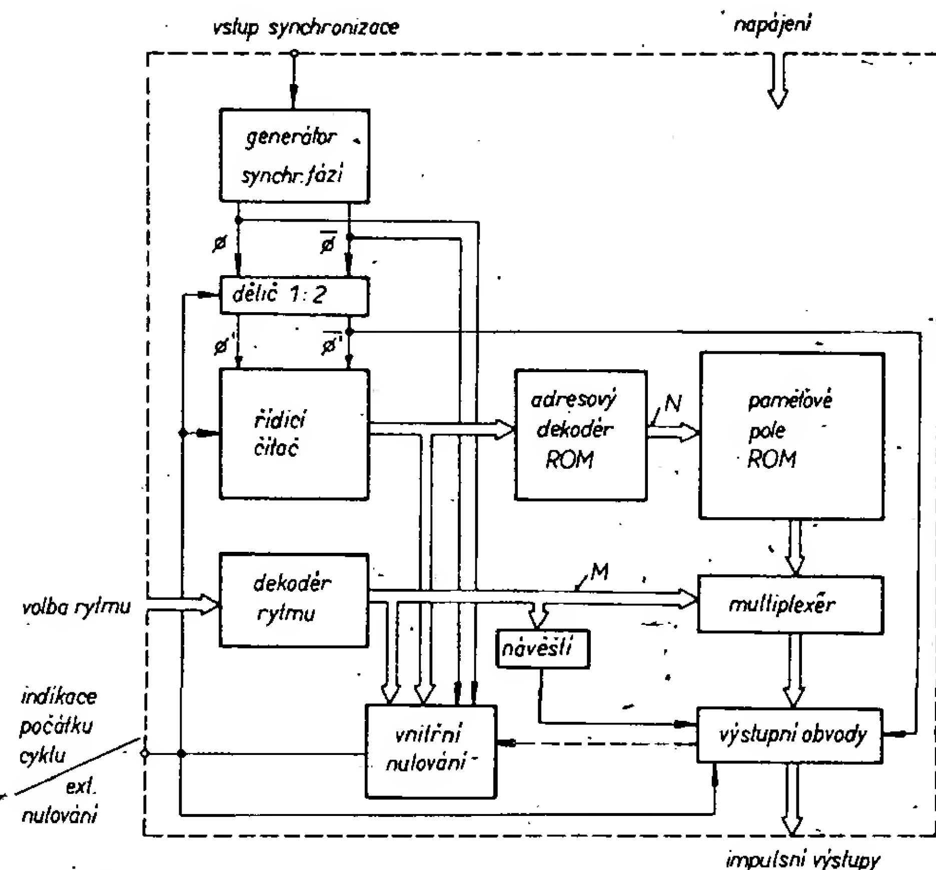
Metoda generování spouštěcích impulsů čtením paměti konstant v současné době převládá. Je vhodná pro integrování celých řadičů bicích automatů. Univerzální pole paměti ROM dovoluje modifikovat obsah podle přání zákazníka. Existují i kombinované metody generování spouštěcích impulsů bicích nástrojů. Saháme k nim především tehdy, když se nechceme zcela vzdát univerzálnosti zapojení a přitom je paměťová kapacita ROM pro naši kapsu příliš drahá. Princip kombinované metody vyžaduje rozdělit elementární signály na části pravidelné, často se opakující, a na části výjimečné. Pravidelné části signálů se generují ze stavu řídicího čítače, zatímco malá kapacita paměti ROM obsahuje zhuštěný záznam nepravidelných výskytů spouštěcích impulsů. Výsledný elementární signál se získá sloučením obou složek.

Zahraniční integrované řadiče bicích doprovodných jednotek

Nechceme, aby následující odstavec byl pouhou snůškou katalogových údajů těžko dostupných zahraničních integrovaných obvodů. Jde nám především o to, nastínit způsoby řešení problematiky řídicích jednotek bicích automatů u výrobců jejich integrovaných forem. I takovým způsobem lze totiž získat obecně platné vědomosti, s jejichž pomocí se lze pustit do samostatného návrhu, byť s jinou součástkovou základnou. Pokusíme se vniknout do problematiky pomocí popisu skupiny integrovaných řídicích jednotek bicích automatů, které vyrábí SGS-ATES. Výrobky této firmy jsou hojně používány v zahraničních bicích automatech.

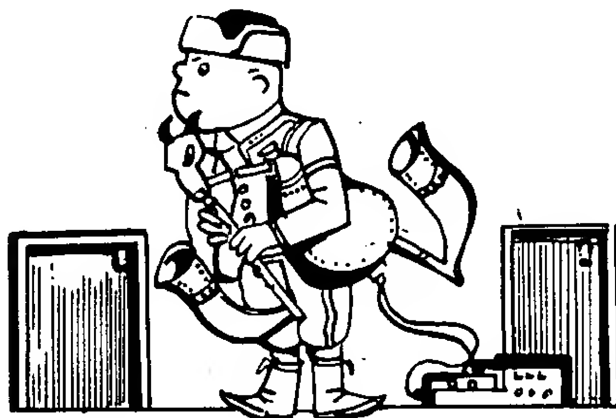
Všechny popisované obvody jsou monolitické integrované obvody navržené speciálně pro použití v automatických doprovodných jednotkách a zhotovené na jednom čipu technologií MOS s kanálem p. Ne všechny uvedené obvody jsou slučitelné s obvody TTL.

Princip činnosti integrovaných řídicích jednotek bicích automatů si vysvětlíme na blokovém schématu (obr. 33), které vzniklo sloučením blokových schémat obvodů M250, M252, M253, M254, M255. Sloučení bylo možné, protože všechny uvedené integrované obvody jsou navrženy obdobným způsobem a navzájem se liší pouze podrobnostmi (kódováním vybraného rytmu, kapacitou řídicího čítače, kapacitou paměti ROM, počtem rytmů, počtem nástrojů apod.). Každý obvod má (kromě vývodů napájení) vstup hodinového signálu, vstup volby rytmu, vstup (popř. vstup/výstup) nulování, popř. nulování s možností indikace počátku cyklu, a impulsní vícekanálový výstup pro buzení nástrojové části. Hodinový signál z externího hodinového generátoru vstupuje do generátoru fází. V něm vznikají dvě fáze synchronizačního signálu (přímý a negovaný tvar). Hodinové fáze synchronizují výstupní obvody, obvody vnitřního nulování a dělič kmitočtu s modulem $N = 2$. Tento dělič generuje dvoufázový hodinový signál pro řídicí čítač. Při návrhu hodinového generátoru je tedy zapotřebí počítat s tím, že vstupní synchronizační signál řídicího čítače má poloviční kmitočet oproti kmitočtu vstupního hodinového signálu. Je tomu tak proto, aby mohl být každý stav čítače bezhazardně zpracován ve výstupních obvodech a v obvodech vnitřního nulování pomocí signálů Φ, $\bar{\Phi}$, Φ' a $\bar{\Phi}'$ a jejich logických funkcí. Řídicí čítač má kapacitu odpovídající počtu elementárních okamžiků dané integrované řídicí jednotky. Výstup řídicího čítače je dekódován na kód 1 z N pro adresování paměti ROM. Dekodér plnicí tuto funkci je nám již znám, neboť u pamětí ROM integrovaných v jednom pouzdru je součástí integrovaného obvodu. Číslo N znamená počet buněk paměti. V paměti ROM je známým způsobem uložena informace o tom, v kterém rytmu a v kterém elementárním okamžiku má který bicí nástroj zaznít či nezaznít. Kromě toho je v paměti ROM obsažena v některých případech také řídicí informace pro zkracování délky cyklu řídicího čítače. Informace o zvoleném rytmu postupuje (zpravidla z přepínačů rytmu na ovládacím panelu bicí jednotky) do dekodéru rytmů, které ji převádějí na kód 1 z M a ten ovládá výstupní multiplexer paměti. Paměť ROM je totiž u popisovaných obvodů organizována tak, že matice má tolik adresovatelných řádků, kolik elementárních kroků má perioda činnosti řídicí jednotky a v každém řádku je tolik bitů, kolik činí součin počtu spouštěných nástrojů a počtu rytmů. Výstupní multiplexer tedy vybírá z dlouhého výstupního slova paměti tu část, která odpovídá zvolenému rytmu.



Obr. 33. Blokové schéma integrovaného řadiče bicího automatu

Vybrané slovo postupuje z výstupu multiplexeru k závěrečnému zpracování do výstupních obvodů. Kvazistejnosměrné signály jsou v nich vynásobeny hodinovou fází $\bar{\Phi}$, takže získávají impulsní průběh, vhodný ke spouštění bicích nástrojů. Výstupní obvody jsou řešeny tak, aby bylo možno při splnění určitých podmínek spojovat výstupy několika identických obvodů paralelně. Tomuto požadavku vyhovuje zapojení výstupního zesilovače s otevřeným kolektorem, nebo tzv. zapojení třístavové. Do odpojeného stavu, který neovlivňuje paralelně připojené výstupy jiného obvodu, se zesilovače dostávají signálem z návěští (které hlásí, že není vybrán žádný rytmus, nebo že je vybrán rytmus, jehož kódu neodpovídá v paměti ROM paměťové pole), nebo signálem externího nulování.



Úkolem obvodu vnitřního nulování je uvést všechny sekvenční prvky řadiče do výchozího stavu, když si to vyžádá vnitřní situace obvodu, tj. když byla z paměti ROM přečtena celá perioda zvoleného rytmu a je zapotřebí zahájit čtení znovu od adresy nula. Přitom se požaduje, aby informace o délce cyklu byla pro každý rytmus programovatelná podle požadavků zákazníka stejně snadno, jako obsah vlastní „nástrojové" paměti ROM. Tento úkol se řeší v obvodu vnitřního nulování dvojím způsobem.

Při prvním způsobu řešení může být délka cyklu řídicího čítače pouze buď 32 kroků nebo (zkrácená) 24 kroků pro řízení 3/4 rytmů. V takovém případě je informace o délce cyklu pro každý rytmus jednobitová a je uložena v elementární paměti ROM v nulovacím obvodu. Do nulovacího obvodu vstupuje informace o zvoleném rytmu, která adresuje příslušný bit „minipaměti" a tento bit řídí vznik nulovacího signálu v okamžiku ukončení 24. kroku čítače. Je-li úroveň řídicího bitu log. 0, nulovací signál nevznikne a čítač pracuje s plnou kapacitou 32 kroků. Je-li úroveň řídicího bitu log. 1, nulovací signál vznikne a čítač pracuje se zkrácenou délkou 24 kroků. Aby nulovací obvod rozpoznal 24. krok čítače, zpracovává také jeho stav. Je vidět, že tento způsob řízení délky cyklu vystačí s malou přídavnou kapacitou paměti ROM (počet přídavných bitů je roven počtu rytmů), je však možno volit pouze mezi dvěma délkami periody řízení.

Při druhém způsobu řízení může být délka cyklu řídicího čítače libovolně menší nebo rovná číslu 32. Toho se dosáhlo přidáním řídicí sekce k sekci nástrojové v paměti ROM. Tato řídicí sekce je adresována současně s nástrojovou sekcí a také výstupní multiplexer z ní vybírá jeden sloupec odpovídající zvolenému rytmu, stejně jako to činí s nástrojovou sekcí. Řídicí výstup multiplexeru je zpracován ve výstupních obvodech (vynásoben příslušnou fází hodinového signálu) a pak přiveden do obvodu vnitřního nulování, kde se z něj generuje nulovací signál pro všechny sekvenční obvody řadiče. Vazba z výstupních obvodů do obvodu vnitřního nulování je naznačena čárkovaně, protože její výskyt se vylučuje s vazbami z dekodéru rytmů a z řídicího čítače, jež odpovídají prvnímu způsobu zkracování cyklu.

Výstupní signál nulového obvodu je přiveden na všechny sekvenční obvody řadiče a na vývod obvodu. Impulsy vznikající při návratu čítače do výchozího stavu se totiž mohou použít při rozsvěcování indikace počátku cyklu. Tento vývod integrovaného obvodu je ovšem nejen výstupem, ale i vstupem. Zevně lze totiž po témže vývodu vstupovat s externím nulovacím signálem. Ten se používá pro zastavování a spouštění bicího automatu. Přijde-li log. 1 na externí nulovací vstup, obvod se okamžitě vrací do výchozího stavu (bez ukončení probíhajícího cyklu). Externí nulovací signál se s výhodou přivádí také na řízený generátor hodin, aby rozběh bicího automatu byl nezávislý na fázi kmitů hodinového generátoru. Pozorný čtenář by mohl namítnout, že interní nulovací signál, který je na společném vodiči s externím, uvádí výstupní obvody na krátký okamžik do odpojeného stavu a tím může přidat parazitní

Tab. 6. Integrované řadiče bicích automatů SGS-ATES

Typ obvodu	Počet rytmů	Kódování rytmů	Počet výstupů	Délka cyklu [krok]	Výstup indikace začátku cyklu	Kapacita paměti rytmů [bit]	Standard. obsah ROM	Druh výstupů	Pouzdro
M250	12	1 z 12	8	≦32	ne	3456	–	TS	24 DIL keramické
M252	15	binární	8	32/24	ano	3840 + 15	2×	OK	16 DIL keram., plast.
M253	12	1 z 12	8	32/24	ano	3072 + 12	2×	OK	24 DIL keram., plast.
M254	8	1 z 8	12	≦32	ne	3328	1×	OK	24 DIL keram., plast.
M255	6	1 z 6	5	16/12	ano	480 + 6	1×	TS, OK	16 DIL plastické

TS . . . třístavový výstup, OK . . . výstup s otevřeným kolektorem; M255 má vnitřní generátor hodin, jehož opakovací kmitočet je určen vnějším článkem *RC*, výstupy jsou OK nebo TS podle přání zákazníka; standardní obsah M254 předpokládá buzení 4 bicích nástrojů a řízení obvodu M251 (obr. 47)

spouštěcí impulsy do výstupních sledů. Není tomu tak proto, že vlivem řízení různými fázemi hodin se generují spouštěcí impulsy během první půlperiody hodinového cyklu, zatímco interní nulovací impuls přichází v druhé půlperiodě, kdy jsou všechny výstupy v odpojeném stavu.

Jednotlivé obvody SGS-ATES se v podrobnostech liší od popsaného blokového schématu. Přehled odlišných vlastností je v tab. 6. Ve sloupci „Standardní obsah ROM" je uvedeno, zda pro daný typ obvodu nabízí výrobce hotový výrobek včetně obsahu paměti ROM. Nevyhovuje-li zákazníkovi nabízený obsah paměti ROM, může si specifikovat rytmy zcela podle svého přání.

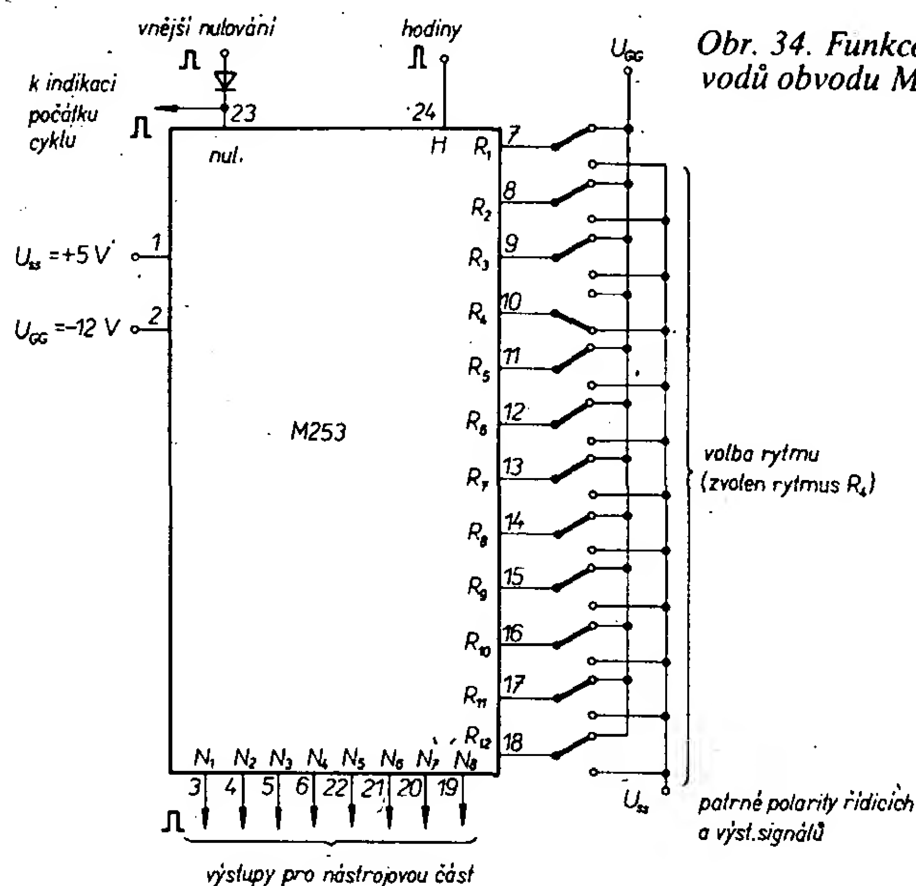
Jednou z obecně platných zásad posouzení úspěšnosti návrhu integrovaného obvodu střední nebo velké integrace je činitel snadného rozšíření funkce skupinou identických obvodů. Podívejme se nyní na skupině příkladů, jak je tento činitel splněn u integrovaného obvodu M253, jaká „kouzla" lze provádět při rozšiřování jeho funkce. Na obr. 34 je schematická značka obvodu M253 s přiřazením vývodů. Z obrázku je patrná symbolika jednotlivých skupin signálů a také polarita vstupních a výstupních signálů. Jednotlivé rytmy se vybírají připojením vybavovacího vstupu na napětí U_{SS} (z klidové polohy na napětí U_{GG}). Poněvadž u obvodu M253 není rytmus vybírán binárním kódem, lze vytvářet další rytmy současnou volbou několika základních rytmů. Použitelnost takto vytvořených „součtových" rytmů je však v praxi sporná.

a) Zvětšení počtu rytmů

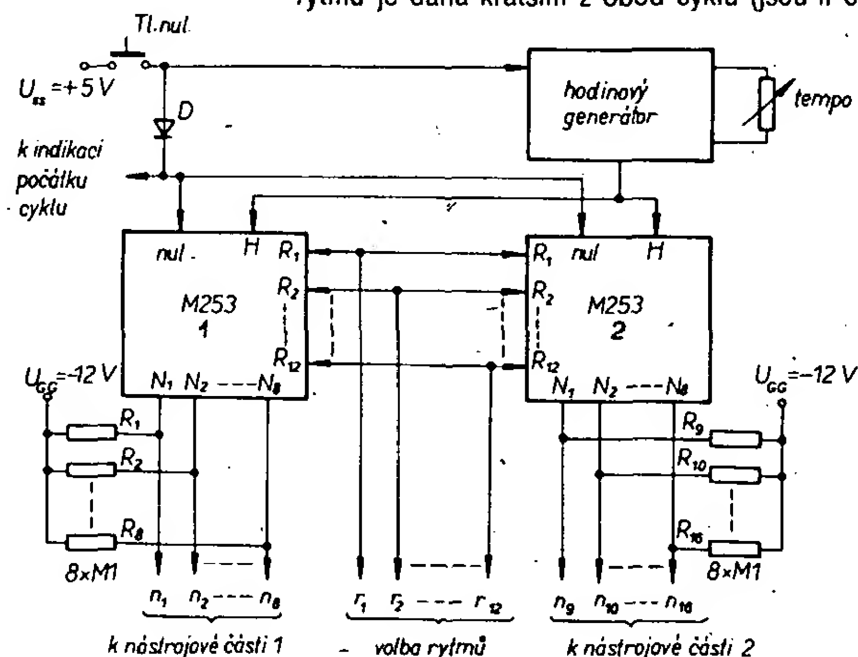
Na obr. 35 je schéma zapojení dvou obvodů M253, které dovoluje zdvojnásobit počet rytmů bicího automatu. S výhodou se využívá skutečnosti, že není-li na žádném z dvanácti vstupů rytmu úroveň H, přecházejí výstupy do odpojeného stavu a neovlivňují výstupní slovo generované druhým obvodem. Proto mohou být výstupy obou obvodů sloučeny na vodičích, směřujících k nástrojové části. Jedna polovina počtu rytmů se volí pomocí vstupů prvního obvodu, druhá polovina pomocí vstupů druhého obvodu. Protože výstupy jsou navíc zkratuvzdorné, je možno generovat nové rytmy také současnou volbou několika rytmů jednoho nebo obou obvodů. Údery nástrojů se přitom sčítají. Hodinový signál je paralelně rozveden na oba obvody z hodinového generátoru, ovládaného externím nulovacím signálem. Oddělovací dioda D propouští úroveň H z nulovacího spínače, takže externí nulování zasahuje do řadiče i do hodinového generátoru, ale nepropouští úroveň H, generovanou samotnými obvody pro indikaci konce cyklu, takže startovací impuls LHL pro záblesk indikace neovlivní chod hodinového generátoru. Vnitřní zapojení vstupu externího nulování je u všech obvodů stejné – je-li vývod zevnitř buzen na úroveň L, lze zevně vnutit úroveň H (jednočinný tranzistorový stupeň s odporovou kolektorovou zátěží k úrovni U_{GG}).

b) Zvětšení počtu nástrojů

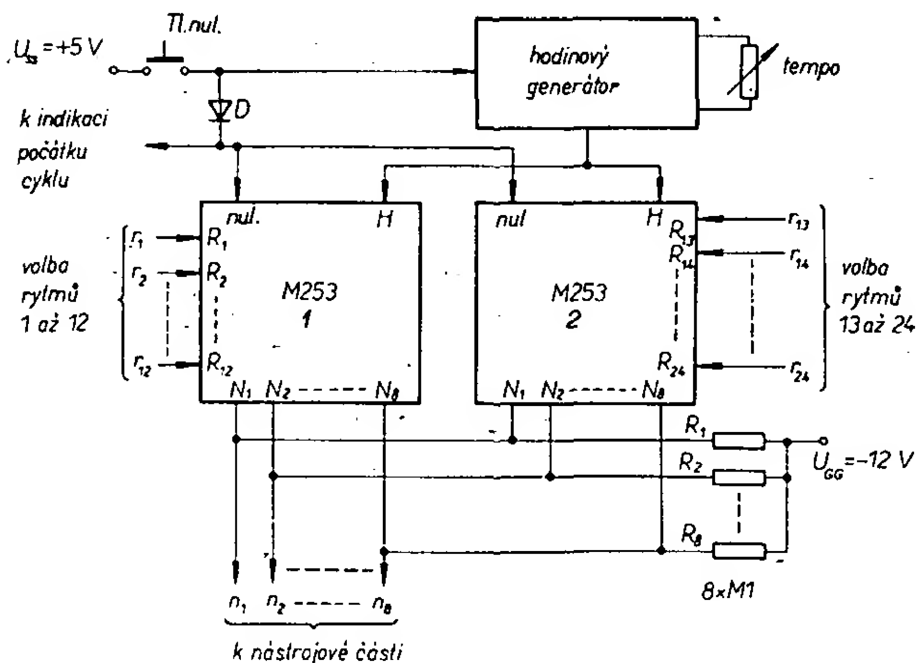
Na obr. 36 je schéma zapojení dvou obvodů M253, které dovoluje zdvojnásobit počet výstupů bicího automatu. Volba rytmu je rozvedena paralelně na oba obvody, stejně jako hodinový signál a externí nulování. Stejnolehlé rytmy v obou obvodech musí sobě odpovídat, neboť jsou čteny současně a 16 výstupů může spouštět až 16 bicích nástrojů. Nulovací vstupy jsou propojeny, takže výsledná délka rytmu je dána kratším z obou cyklů (jsou-li cykly



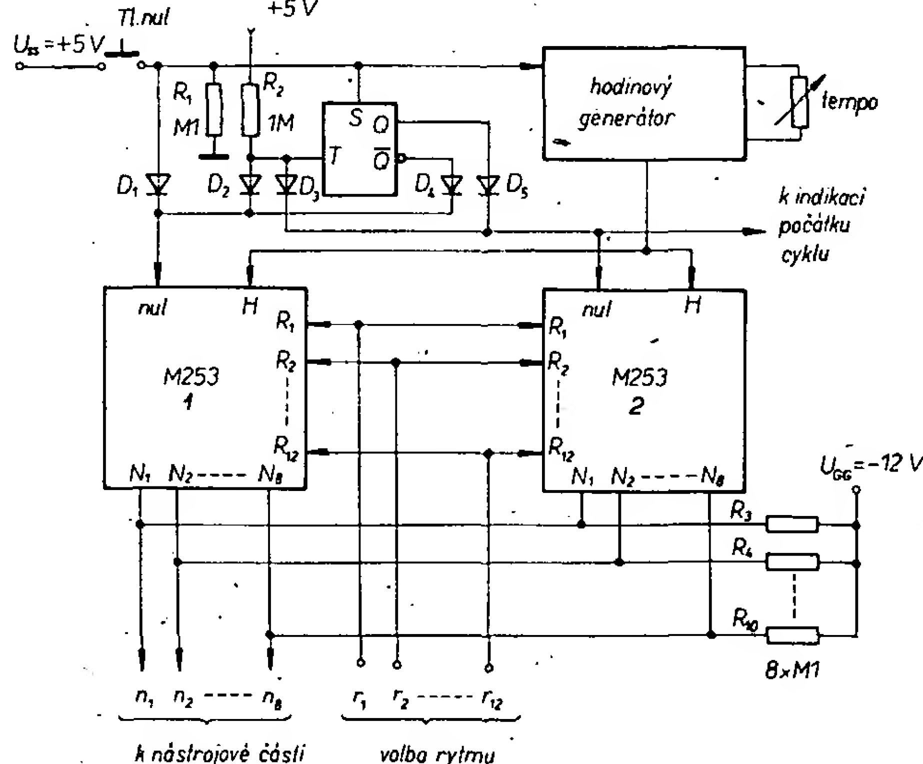
Obr. 34. Funkce vývodů obvodu M253



Obr. 36. Zvětšení počtu bicích nástrojů spojením dvou M253



Obr. 35. Zvětšení počtu rytmů spojením dvou M253



Obr. 37. Zvětšení počtu základních kroků cyklu spojením dvou M253

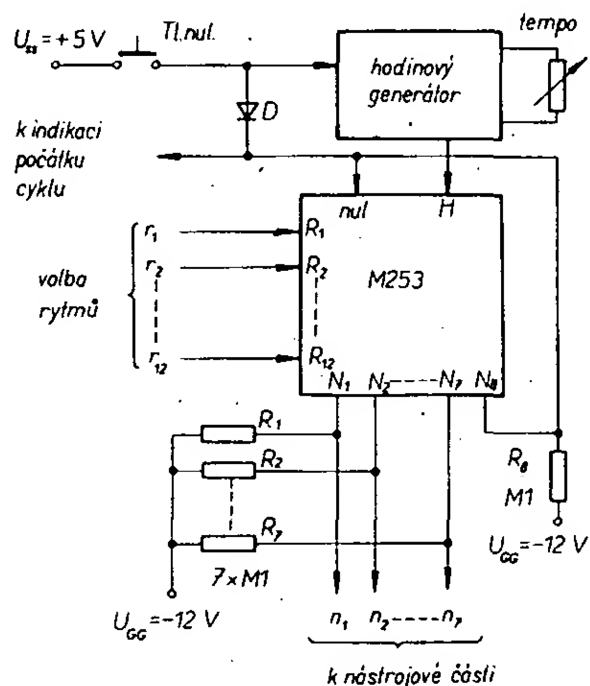
rózdílné). Spouštění indikace konce cyklu a externí nulování je stejné jako v minulém příkladu. Výstupy uvedeného paralelního spojení obou obvodů M253 nemusí sloužit pouze ke spouštění bicích nástrojů, část výstupů může i řídit automatickou harmonickou jednotku.

c) Zvětšení délky rytmu

Na obr. 37 je schéma zapojení dvou obvodů M253, které dovoluje zdvojnásobit počet elementárních kroků v rytmech. Zapojení je doplněno o jeden klopný obvod typu T synchronizovaný hranou LH s možností nastavit úroveň H na výstupu Q úrovní H na nastavovacím vstupu S. Výběr rytmů a hodinový signál jsou rozvedeny do obou obvodů paralelně, výstupy jsou také spojeny paralelně. Poněkud složitější je zapojení vstupů externího nulování. Signál z nulovacího tlačítka ovládá chod hodinového generátoru, nastavení klopného obvodu T a přes diodu D_1 také nulovací vstup prvního obvodu M253. Je-li nulovací tlačítko stisknuto, je nulován i druhý obvod M253 a to přes diodu D_5 stavem klopného obvodu T. Odpor R_1 vytváří úroveň L pro klopný obvod T při nestisknutém nulovacím tlačítku. Je-li pak odstartován hodinový generátor, čte se nejprve rytmus z prvního obvodu. Na konci cyklu vznikne na jeho nulovacím vstupu impuls LHL, který přes diodu D_2 překlopí obvod T, takže další čtení pokračuje z druhého obvodu. Po skončení cyklu druhého obvodu se děj opakuje tím, že je přes diodu D_4 opět překlopen klopný obvod T a čtení pokračuje z prvního obvodu, navíc je však generován spouštěcí impuls pro indikaci konce cyklu. Celková délka cyklu je daná součtem délek cyklů obou použitých obvodů. Prodloužené délky cyklu se použije tehdy, chceme-li prodloužit bubenickou figuru na více taktů nebo realizujeme-li složitější rytmus s jemnějším časovým dělením taktu.

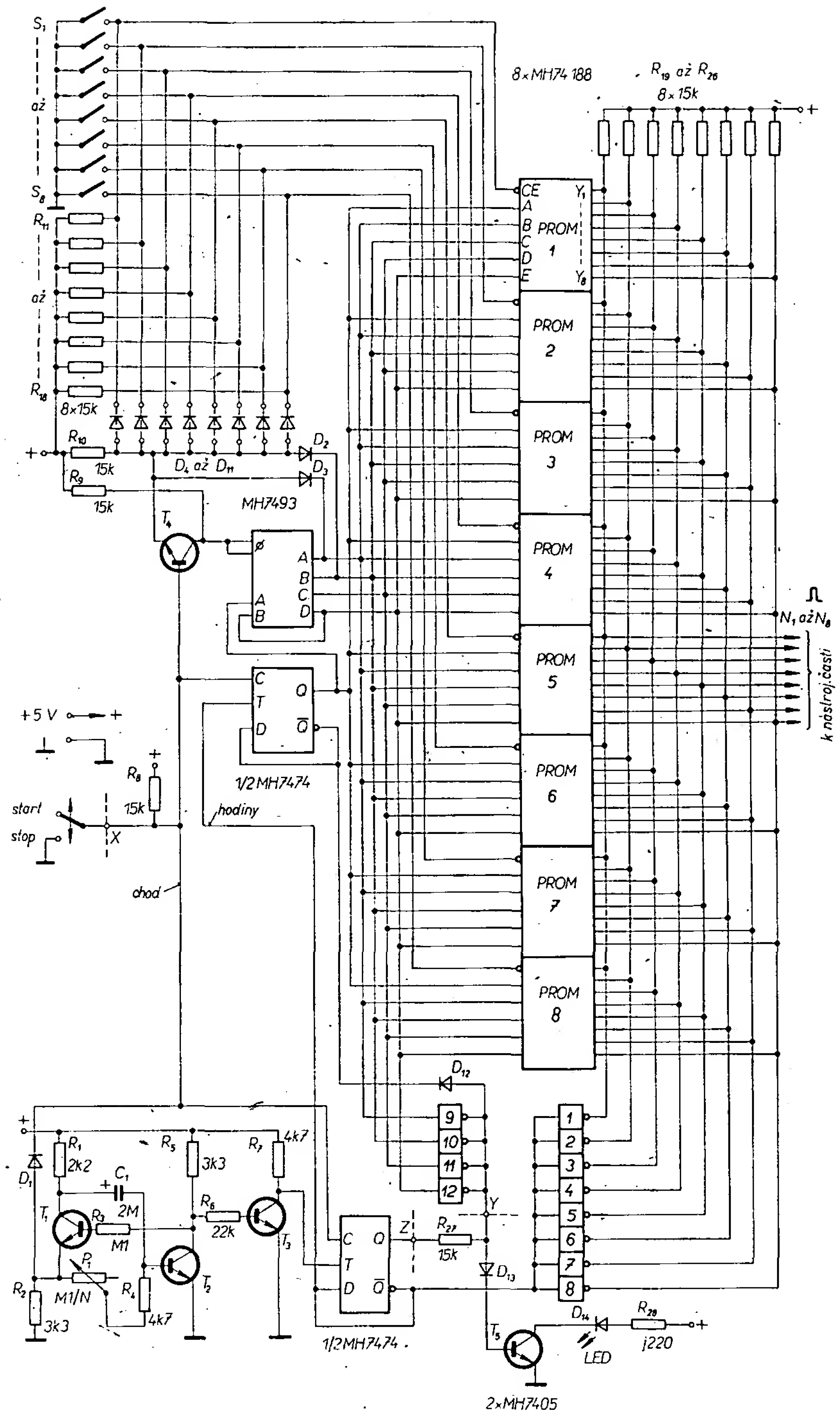
d) Obecné zkrácení délky cyklu

Jak je vidět z tab. 6, je obvod M253 uspořádán tak, že si zákazník může zvolit dvě různé délky cyklu pro jednotlivé rytmy. V některých nehudebních aplikacích obvodu nebo u speciálních rytmů (triolových) může vzniknout požadavek na jinou délku rytmu. Jak se takový požadavek řeší, ukazuje obr. 38. Je na



Obr. 38. Zkrácení cyklu obvodu M253 na obecnou délku

něm jediný obvod M253, který generuje spouštěcí impulsy pro 7 hudebních nástrojů. Osmý výstup obvodu generuje signál pro zkracování cyklu a je přiveden do nulovacího vstupu obvodu. V takovém případě tedy zákazník programuje údery bicích nástrojů pouze v sedmi sloupcích paměťové sekce vybrané pro jeden rytmus, zatímco úroveň H v osmém sloupci určuje ten stav, který ukončuje cyklus řadiče. Pozorný čtenář snadno zjistí, že chceme-li tímto způsobem programovat délku cyklu větší než 24 kroků, musíme v elementární paměti ROM vnitřního nulovacího obvodu zaznamenat údaj, odpovídající délce 32 kroků. Externí nulování, volba rytmu a rozvod hodinového signálu jsou v uvedeném zapojení realizovány již známým způsobem.



Obr. 39. Schéma zapojení řadiče bicího automatu s čs. součástkami

7. Návrh řadiče bicí doprovodné jednotky s čs. integrovanými obvody

V minulém odstavci jsme měli možnost poznat vlastnosti zahraničních integrovaných řadičů bicích automatů a jejich prostřednictvím řadu obecných principů dílčích řešení této problematiky. Pokusme se nyní využít nabytých vědomostí a navrhnout s čs. integrovanými obvody řadič bicího automatu s obdobnými vlastnostmi, jaké měly popsané integrované obvody. Schéma zapojení řadiče je na obr. 39 a při troše pozornosti lze v něm nalézt díly známé z obecného blokového schématu (obr. 33).

Hodinový generátor je tvořen multivibrátorem s tranzistory T_1, T_2 a s jediným časovacím kondenzátorem C_1. Oddělovací stupeň s tranzistorem T_3 představuje pro výstup multivibrátoru malou zátěž a upravuje polaritu signálu pro navázání klopného obvodu MH7474, zapojeného jako dělič kmitočtu dvěma. Opakovací kmitočet hodinového signálu je řízen potenciometrem P_1 v rozmezí 2,5 až 25 Hz (měřeno za děličem). Hodinový generátor je řízen nulovacím signálem přes diodu D_1 tak, že úroveň L na nulovacím vstupu způsobí zastavení generátoru. Výstupní signál hodinového generátoru vzorkuje výstupní slovo paměti rytmů přes invertory *1* až *8* s otevřenými kolektory a je čítán v řídicím čítači, tvořeném druhou sekcí obvodu MH7474 a obvodem MH7493. Polarita hodinových impulsů je taková, že vzniklý impuls nejprve generuje spouštěcí impulsy pro nástrojovou část a teprve svou závěrnou hranou synchronizuje řídicí čítač. Čítač má kapacitu 32 stavů s možností zkrácení na 24 stavů v závislosti na vybraném rytmu. Tranzistor T_4 je zapojen tak, že realizuje logickou funkci implikace a jeho úkolem je sloučit nulování čítače při zkracování cyklu s nulovacím signálem vznikajícím při zastavení chodu řadiče tlačítkem STOP. Při přepnutí tohoto tlačítka do polohy START se rozbíhá hodinový generátor a současně s přepnutím zazní údery bicích nástrojů naprogramované v prvním kroku cyklu. Při přepnutí do polohy STOP se okamžitě ukončí chod řadiče zasta-

vením hodinového generátoru a nulováním řídicího čítače. Podle dříve uvedeného rozdělení řadičů bicích automatů způsobem zastavení činnosti se jedná o jednodušší variantu, která nečeká po stisku tlačítka STOP na ukončení cyklu řadiče. U dokonalejší varianty zapojení negeneruje tlačítko STOP přímo nulovací signál, nýbrž pouze „podmínku" zastavení, která se změní v nulovací signál teprve příchodem výchozího stavu řídicího čítače. Nulovací signál je pak zrušen stejně jako u jednodušší varianty v okamžiku stisku tlačítka START.

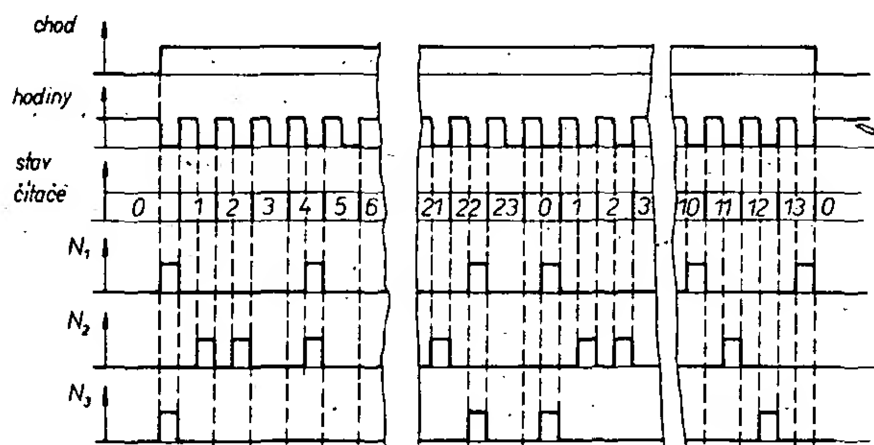
Vlastní „rytmická" informace je uložena v paměťových obvodech PROM MH74188 (*1* až *8*). V každém obvodu je zaznamenán obraz rytmu pro 8 bicích nástrojů při délce figury 24 nebo 32 kroků. Všechny paměti jsou paralelně adresovány z řídicího čítače. Přesně vzato může být počet pamětí roven nejvýše devíti, aby nebyl překročen povolený činitel větvení výstupů řídicího čítače. Je-li požadován větší počet rytmů, je nutno zařadit za výstupy čítače neinvertující zesilovače s požadovaným činitelem větvení, protože soustavné přetěžování vstupů má nepříznivý vliv na dobu života obvodů. Paralelně spojené výstupy všech pamětí mají společné zatěžovací odpory a na takto vytvořeném celkovém výstupu řadiče se realizuje montážní součin s výstupními signály invertorů *1* až *8*. Podle zapojení vstupní části obvodů imitujících zvuky bicích nástrojů jsou přivedeny výstupy z pamětí do nástrojové části buď přímo, nebo přes vhodné zesilovací stupně. V zapojení podle obr. 39 je délka spouštěcích impulsů rovna polovině periody hodinových impulsů (dáno zařazením děliče kmitočtu za hodinový generátor). Vyžadují-li bicí nástroje jiné délky, je nutno je upravit (zkrátit) časovými konstantami na vstupu nástrojové části. Na obr. 40 je časový diagram důležitých signálů v zapojení podle obr. 39. Z průběhů je vidět, jak první hodinový impuls sleduje svou počáteční hranou průběh signálu CHOD. Díky tomu zazní nástroje, mající programovaný úder v první buňce paměti (adresa 0), současně se stiskem tlačítka START. Z časového diagramu je dále vidět, jak se mění stav řídicího čítače při hraně LH hodinového signálu a jak vypadají průběhy tří výstupních signálů N_1, N_2, N_3, řízených náhodně zvoleným obsahem paměti PROM. První průchod cyklem řadiče není ovlivněn signálem CHOD a z časového diagramu je zřejmé, že v takovém případě následuje po stavu 23 řídicího čítače stav 0 a cyklus začíná znovu od začátku (v časovém diagramu je naznačen rytmus s délkou cyklu 24 kroků). Druhý průchod cyklem řadiče v časovém diagramu je předčasně ukončen hranou HL signálu CHOD (stisknutí tlačítka STOP) ve stavu 13 řídicího čítače. Protože zapojení na obr. 39 pracuje s jednodušší variantou zastavování chodu řadiče, je vidět, že cyklus je přerušen asynchronně, aniž by byl dokončen do výchozího stavu 0 čítače, ba dokonce aniž by byl ukončen hodinový impuls (reprezentující úder bicího nástroje N_i ve stavu 13 čítače).

Jednotlivé rytmy jsou voleny vybavovacími vstupy pamětí PROM. Vybavovací signály jsou generovány sadou osmi (navzájem vybavovacích) spínačů S_1 až S_8. Sepnutý spínač S_i přivádí úroveň L na vybavovací vstup paměti a tím připojuje adresované slovo této paměti k výstupním vodičům. Uspořádání na obr. 39 dovoluje současně volit několik rytmů, přičemž výstupní signál bude obsahovat spouštěcí impuls nástroje pouze v těch krocích, v nichž je naprogramován úder ve všech současně zvolených rytmech. Spínače S_1 až S_8 mohou generovat také logickou podmínku, řídicí délku cyklu. Je-li generátor podmínky realizován naznačeným diodovým obvodem, pak u rytmů s cyklem 32 kroků se připojí dioda z výstupu spínače na výstup diodového součinu v naznačené polaritě a u rytmů s cyklem 32 kroků se dioda nepřipojí. Je-li generátor podmínky zkrácení cyklu realizován hradlem MH7430, budou se vstupy připojovat a nepřipojovat opačně než u diodové realizace. Diody i hradlo NAND ušetříme, máme-li k dispozici spínače s alespoň dvěma sekcemi S_i, S'_i. Sekci S'_i lze snadno využít pro generování podmínky zkrácení cyklu bez potřeby dalších součástek. Délka cyklu se programuje „zkratspojkami".

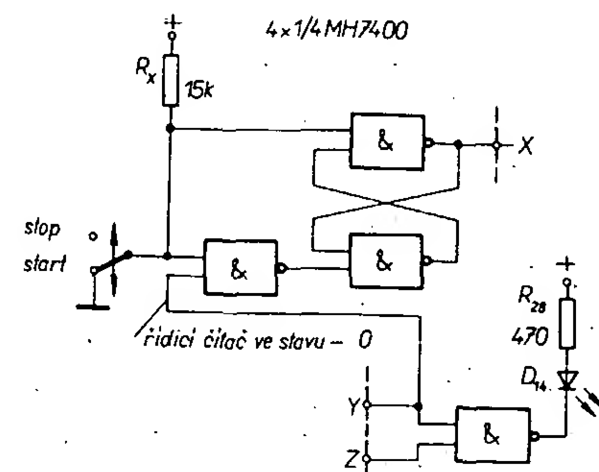
Poslední částí v zapojení na obr. 39 je generátor indikace počátku cyklu. Tento obvod zpracovává informaci o stavu řídicího čítače a hradlem složeným z invertorů *9* až *12* a z diody D_{12} dekóduje jeho počáteční stav. Hodinový impuls vymezující první úder nástroje v cyklu projde hradlem a na dobu 20 až 200 ms rozsvítí LED D_{14}. Konstantní délky záblesku nezávislé na nastaveném tempu se dosáhne včleněním monostabilního klopného obvodu.

Na mnohého čtenáře jistě zapůsobí schéma řadiče poněkud nehomogenním dojmem. Je to způsobeno snahou o minimalizaci. Kromě pamětí PROM jsou v zapojení použity pouze 4 integrované obvody (MH7493, MH7474, 2 ks MH7405).

Na obr. 41 je úprava obvodu tlačítka START/STOP pro zdokonalení zastavovací funkce (dokončení cyklu řadiče po stisku tlačítka STOP). Obvod se připojí do místa X místo samostatného tlačítka (obr. 39). Podmínku nulového stavu řídicího čítače je možno pro tento obvod odvodit ze součinového hradla generujícího signál pro indikaci začátku cyklu, vyjmeme-li z montážního součinu hodinový signál a násobíme jej



Obr. 40. Časový diagram signálů v řadiči bicího automatu podle obr. 39



Obr. 41. Úprava obvodu tlačítka START/STOP ke zdokonalení zastavovací funkce

Tab. 7. Zápis rytmu „beguine" do MH74188 a přiřazení bicích nástrojů výstupům z paměti

ADRESA					KROK	VÝSTUP							
E	D	C	B	A		Y1	Y2	Y3	Y4	Y5	Y6	Y7	Y8
0	0	0	0	0	0	1				1			
0	0	0	0	1	1								
0	0	0	1	0	2		1	1	1	1		1	
0	0	0	1	1	3					1			
0	0	1	0	0	4					1			
0	0	1	0	1	5								
0	0	1	1	0	6				1	1			
0	0	1	1	1	7								
0	1	0	0	0	8				1	1			
0	1	0	0	1	9				1				
0	1	0	1	0	10			1	1	1			
0	1	0	1	1	11				1				
0	1	1	0	0	12					1			1
0	1	1	0	1	13								
0	1	1	1	0	14			1		1			
0	1	1	1	1	15								
1	0	0	0	0	16	1				1			
1	0	0	0	1	17								
1	0	0	1	0	18		1	1	1	1		1	
1	0	0	1	1	19					1			
1	0	1	0	0	20					1			1
1	0	1	0	1	21								
1	0	1	1	0	22				1	1			
1	0	1	1	1	23								
1	1	0	0	0	24	1				1			1
1	1	0	0	1	25								
1	1	0	1	0	26			1		1			
1	1	0	1	1	27								
1	1	1	0	0	28	1				1			
1	1	1	0	1	29								
1	1	1	1	0	30			1		1			
1	1	1	1	1	31								

(kroky 0 až 15: 1. takt; kroky 16 až 31: 2. takt; ↓ postup čtení paměti ROM)

1 krok = ♪

VÝSTUP PAMĚTI	BICÍ NÁSTROJ
Y1	velký buben
Y2	malý buben
Y3	vysoké bongo
Y4	nízké bongo
Y5	maracas
Y6	krátký činel
Y7	dřeva
Y8	kravský zvonec

podmínkou na samostatném součinovém hradle (4. sekce obvodu MH7400, připojená do míst Y, Z na obr 39). Jak se touto úpravou změní časový diagram signálů z obr. 40, snadno si odvodí čtenář sám.

Programovací pravdivostní tabulka jednoho obvodu MH74188 v řadiči bicího automatu podle obr. 39 je v tab. 7. V této paměti je naprogramován rytmus „beguine“. V jednotlivých paměťových buňkách jsou naznačeny symbolem „I“ pouze ty bity, které se propálením spojky při plnění programují na úroveň H, odpovídající úderu bicího nástroje. V druhé části tabulky je seznam bicích nástrojů, které jsou spouštěny uvedenými výstupy paměti. Paměť je zaplněná celá, neboť rytmus beguine má cyklus dlouhý 32 kroků.

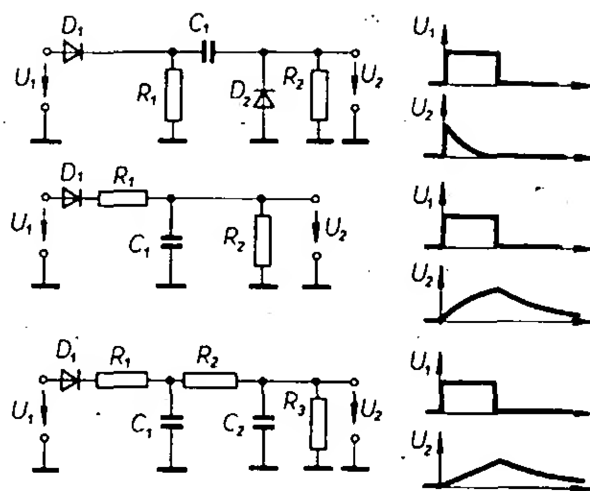
8. Principy imitování zvuků bicích nástrojů

Doposud jsme se zabývali v souvislosti s bicími doprovodnými jednotkami pouze řídicí číslicovou částí. V následujících odstavcích si stručně všimneme toho dílu bicího automatu, který je v blokovém schématu na obr. 28 označen jako „nástrojová část“. Úkolem nástrojové části je imitovat zvuky bicích nástrojů v okamžicích, určených spouštěcími impulsy z řídicí části.

Nástrojová část je tvořena souborem zapojení imitujících zvuky jednotlivých bicích nástrojů používaných v rytmickém vybavení bicího automatu. Počet bicích nástrojů nemusí být roven počtu výstupních kanálů řídicí jednotky. Jednotlivé rytmy totiž mohou být tak odlišného charakteru (latinskoamerické rytmy, moderní rytmy apod.), že soubory používaných bicích nástrojů nejsou shodné. V takovém případě musí být bicích nástrojů o potřebný počet více než výstupních kanálů řídicí jednotky a přepínače pro volbu rytmu přiřazují svými dalšími sekcemi výstupy řídicí části bicím nástrojům. Např. v popisu standardního vybavení obvodů SGS-ATES jsou u některých výstupních vývodů řadiče poznámky, upozorňující, ke kterým nástrojům mají být v kterém rytmu tyto výstupy připojeny. Jiné výstupy jsou přiřazeny nástrojům jednoznačně bez ohledu na vybraný rytmus.

Na vstupech nástrojové části bývají někdy součtové obvody umožňující spouštět nástroje z různých míst. Kromě „regulérního“ spouštění z řídicí jednotky lze některé nástroje často spustit basem z pedálu (velký buben) nebo akordem z dolního manuálu (malý buben). Tyto přídavné spouštěcí vstupy lze odpojit tlačítky na obslužném panelu. Ovládací panel obsahuje někdy také soubor tlačítek, jimiž lze jednotlivé nástroje vyřadit (nástroj pak nezazní, ani když je spuštěn z řídicí části) a soubor tlačítek, jimiž lze jednotlivé nástroje spouštět ručně. Těmito tlačítky může hráč zařazovat do produkce jednoduchá sóla pro bicí nástroje. Poměrně častým „trikem“ k dosažení nestejné hlasitosti doprovodu v různých částech cyklu, popř. ke zdůraznění „těžkých dob“ taktu je zařazení zesilovače s řízeným ziskem do nástrojové části. Zisk zesilovače je ovládán jedním kanálem řídicí části, takže v příslušném poli paměti ROM neprogramujeme údery nástroje, ale akcent všech nebo některých bicích nástrojů.

Konkrétních zapojení pro imitaci zvuku bicích nástrojů je celá řada. Při obecném pohledu lze jejich zapojení rozdělit do dvou skupin podle způsobu generování zvuku.

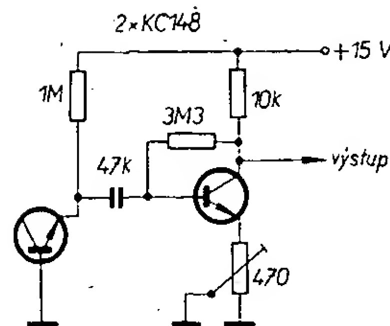


Obr. 43. Příklad zapojení tvarovacích obvodů a časové průběhy jejich vstupních a výstupních signálů

Blokové schéma společné pro obě skupiny je na obr. 42. Je to schéma jednoho kanálu nástrojové části zpracovávající spouštěcí impulsy z řadiče a poskytující nf signál pro sečtení s dalšími kanály a pro předzesílení. Spouštěcí signál z řídicí části startuje monostabilní klopný obvod, jehož úkolem je generovat impuls potřebné délky pro daný bicí nástroj. Přítomnost monostabilního klopného obvodu je nutná tehdy, jsou-li spouštěcí impulsy příliš krátké pro vybuzení nástroje. Impuls s potřebnou délkou je dále zformován ve tvarovacím obvodu. Výstupní signál tvarovače určuje svým průběhem „parametry“ bicího nástroje (strmost náběhu, doba znění, strmost doznění), takže tvarovací obvody jsou různé podle toho, před který bicí nástroj jsou zařazeny. Příklady zapojení tvarovacích obvodů jsou na obr. 43. Přiložené časové diagramy ukazují průběhy výstupních signálů těchto tvarovačů, když jsou vybuzeny tímtéž pravoúhlým impulsem.

Výstup tvarovacího obvodu v blokovém schématu je přiveden do vlastního imitujícího obvodu. Uvedené dvě skupiny zapojení se liší právě v činnosti tohoto obvodu. První skupina zapojení používá signál z tvarovače jako spouštěcí signál pro generátor tlumených kmitů. Kmitočet tlumených kmitů je určen součástkami zapojení a jednotlivé bicí nástroje tohoto typu je nutno navzájem slaďovat. Průběh obálky tlumených kmitů, jak již bylo řečeno, je ovlivněn průběhem spouštěcího impulsu. Druhá skupina zapojení používá signál z tvarovače přímo jako obálku pro signál, který vstupuje do zapojení druhým vstupem (na obr. 42 čárkovaně). Tento signál má monotónní průběh (kon-





Obr. 44. Příklad zapojení generátoru šumového signálu

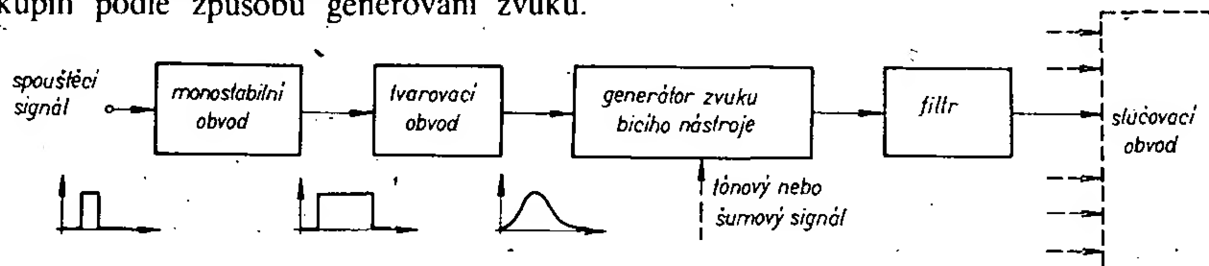
stantní amplitudu) a teprve je-li opatřen obálkou z tvarovače, dostává charakter zvuku bicího nástroje. Zdrojem tvarovaného signálu může být vhodný výstup generátoru tónů (vhodné výstupy) v elektronickém hudebním nástroji, nebo generátor šumu. Šumový signál se používá při imitaci činelů, metliček, maracas nebo ocelových pružin na bubnech. Hojně používané zapojení generátoru bílého šumu (spektrální hustota výkonu bílého šumu je konstantní ve sledované oblasti spektra) je na obr. 44. Zdrojem šumu je přechod p-n pólovaný v nepropustném směru a pracující v oblasti primárního průrazu jako Zenerova dioda. Efektivní šumové napětí i spektrum šumového signálu závisí na proudu přechodem. Optimálního napětí řádu desítek mV při vyhovujícím spektrálním složení lze dosáhnout při proudu asi 10 μA přechodem. Stupeň s tranzistorem zesiluje šumový signál.

Posledním členem v blokovém schématu je filtr, který upravuje spektrum výstupního signálu na požadovaný tvar. U některých bicích nástrojů se filtr nezařazuje.

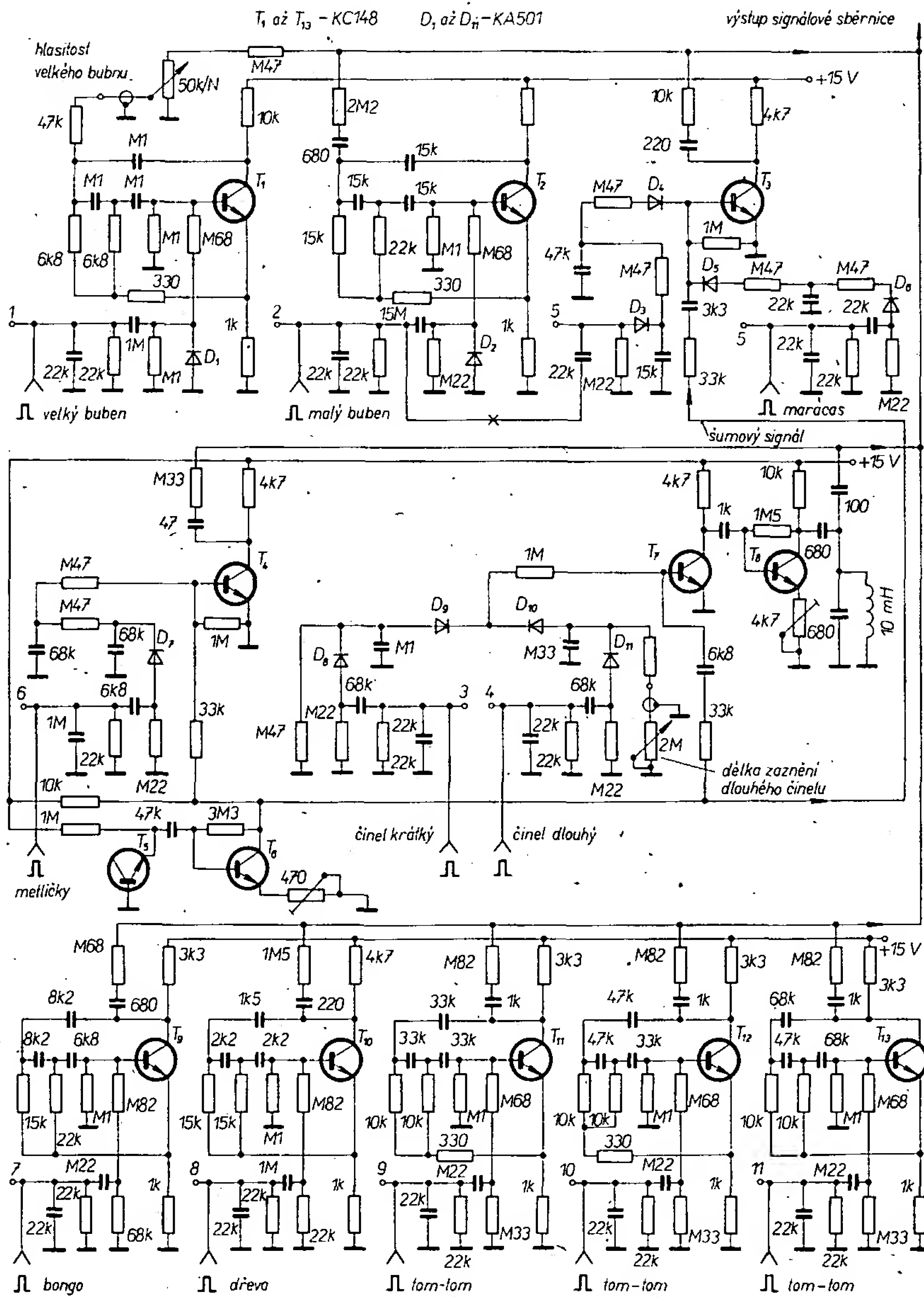
Konkrétní schéma zapojení nástrojové části bicího automatu je na obr. 45. Je to zapojení používané v bicích doprovodných jednotkách vestavěných do modulů stavebnicových elektronických varhan firmy Dr. Böhm. Zapojení bylo otištěno ve Funkschau č. 25/1975. Spouštěcí impulsy LHL pro jednotlivé nástroje mají délku 100 ms, rozkmit 0 až 15 V a vnitřní odpor jejich zdroje při úrovni H je 200 až 500 Ω. V zapojení snadno rozpoznáme šumový generátor s tranzistorem T_5, zesilovač šumového signálu s tranzistorem T_6 i zapojení pro imitaci bicích nástrojů. Také tvarovací obvody na vstupech nástrojů jsou známy z předchozího odstavce. Pouze ty nástroje, které využívají šumového signálu, se imitují metodou obálky vstupujícího signálu. Všechny ostatní nástroje jsou imitovány zatlumenými oscilátory *RC* s jedním tranzistorem a s třemi články *RC* ve zpětné vazbě, které se rozkmitávají tvarovaným spouštěcím impulsem. Vlastnosti signálu jsou dány jednak vlastnostmi spouštěcího impulsu (strmost náběhu) jednak součástkami v kladné zpětné vazbě (kmitočet) a jednak mírou záporné zpětné vazby (doba znění a strmost doznění). U některých nástrojů je použit filtr tvarující konečné spektrum. Výstupy všech nástrojů jsou sloučeny na společné sběrnici k předzesilovači. Regulačními prvky v zapojení lze nastavit relativní hlasitost velkého bubnu vzhledem k hlasitosti ostatních nástrojů a délku znění „dlouhého“ činelu. Do zapojení je vhodné přidat spínač umožňující odpojit zvuk pružin při zaznění malého bubnu (v místě označeném křížkem).

9. Automatické harmonické doprovodné jednotky

Úkolem automatické doprovodné jednotky je generovat harmonický doprovod v podobě basu, příslušného obratu akordu a pří-



Obr. 42. Blokové schéma jednoho kanálu nástrojové části bicího automatu



Obr. 45. Nástrojová část bicího automatu

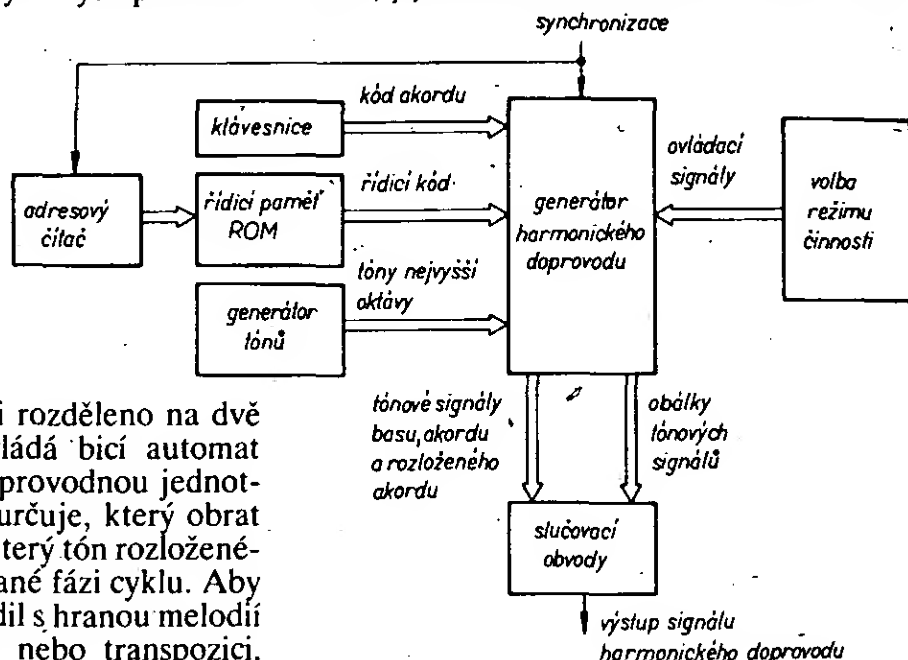
zpracovává doprovodná jednotka informaci o poloze ladění nástroje přicházející v podobě buď nejvyššího tónu (doprovodná jednotka z něj generuje svými vnitřními obvody všechny ostatní tóny) nebo v podobě nejvyšší znějící oktávy (doprovodná jednotka generuje další tóny pouze použitím oktávových děličů).

Výstupy doprovodné jednotky jsou dvojího druhu – výstupy tónové, na nichž jsou generovány basy, akordy a rozložené akordy a výstupy řídicí, na jichž jsou generovány obálky časových průběhů pro tónové výstupy. Obálky jsou analogové signály aperiodického charakteru (obr. 43) a jsou generovány synchronně s hodinovým signálem určujícím tempo hry. Obálkových výstupů bývá zpravidla méně než výstupů tónových. Vhodným zpracováním výstupních signálů lze vytvořit doprovod s rovným nebo aperiodickým průběhem podle druhu imitovaného doprovodného nástroje. Výstupní nf signál je zpracován běžným způsobem.

Počet vývodů typického integrovaného obvodu LSI je 40. Součet požadovaných vstupů a výstupů generátoru harmonického doprovodu je však zpravidla větší. Zvyšování počtu vývodů nad 40 je neekonomické a proto se situace řeší tak, že některé vstupní číslicové signály jsou do integrovaného obvodu přenášeny multiplexně, tj. jeden vývod integrovaného obvodu přenáší v jednom okamžiku signál jednoho informačního kanálu, v jiném okamžiku signál jiného informačního kanálu. U obvodů pro harmonický doprovod se vystačí s dvoukanálovým multiplexním přenosem na některých vývodech. Signál řídicí přepínání multiplexu musí mít dostatečně vysoký opakovací kmitočet, aby stav přijímače informace v obvodu sledoval bez slyšitelných prodlev stav vysílače. Řídicí signál multiplexu se odvozuje zpravidla ze vstupního tónu.

slušného tónu rozloženého akordu k hrané melodii. Pro tento účel je doprovodná jednotka řízena signály z ovládacích prvků a z řídicí paměti ROM a zpracovává výstupy generátorů tónů.

Obecné funkční schéma doprovodné jednotky je na obr. 46. Ovládacími tlačítky se zadává režim činnosti jednotky, tj. soubor požadavků na funkci (stupeň samostatnosti činnosti). Klávesnici doprovodné jednotky tvoří buď samostatná dvouoktávová klávesnice připevněná pod dolním manuálem a ovládaná levou rukou hráče,nebo dvě nejnižší oktávy dolního manuálu, jejichž klávesy jsou pro lepší orientaci v inverzních barvách. Toto platí, je-li doprovodná jednotka součástí elektronických varhan. Je-li jako samostatný elektronický nástroj, je klávesnice umístěna na skříňce tohoto nástroje a má rozsah 2 až 2,5 oktávy. Z klávesnice se do doprovodné jednotky zadává informace o druhu akordu, z něhož chceme generovat harmonický doprovod v daném okamžiku skladby. Zadání akordu je řešeno buď jako tzv. jednoprstové, kdy se jedním prstem stiskne klávesa odpovídající základnímu tónu akordu (např. c) a druhým prstem pak řídicí klávesa na okraji klávesnice, odpovídající druhu akordu (dur, moll, septimový apod.), přičemž zpravidla akord dur se vybírá tehdy, není-li stisknuta žádná řídicí klávesa, tedy skutečně jedním prstem; nebo tzv. dvouprstové, kdy hráč musí zahrát na klávesnici přímo daný akord. Okamžiky zaznění basů a akordů jsou shodné s okamžiky úderů bicích nástrojů bicího automatu, který je zpravidla součástí doprovodné jednotky. Harmonická jednotka je synchronizována tímtéž hodinovým signálem jako bicí jednotka a její řídicí paměť ROM je čtena synchronně a soufázově s řídicí pamětí bicího automatu. Často bývá výstupní slovo



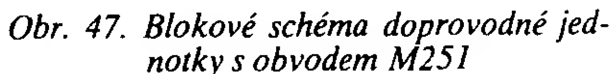
Obr. 46. Základní blokové schéma automatické harmonické doprovodné jednotky

jediné větší řídicí paměti rozděleno na dvě části, z nichž jedna ovládá bicí automat a druhá harmonickou doprovodnou jednotku. Kód z řídicí paměti určuje, který obrat zvoleného akordu nebo který tón rozloženého akordu má zaznít v dané fázi cyklu. Aby harmonický doprovod ladil s hranou melodií i při přeladění nástroje nebo transpozici,

Příklad integrovaného generátoru harmonického doprovodu

Výroba integrovaných generátorů harmonického doprovodu není zatím tak rozšířená jako výroba řadičů bicích automatů. Jako příklad jsme zvolili obvod LSI vyrobený na jednom čipu technologií PMOS s nízkou rozhodovací úrovní, dodává se v provedení 40 DIL plastickém nebo keramickém. Tento obvod generuje harmonický doprovod v podobě basu, akordu a tří kanálů rozloženého akordu.

Blokové schéma vnitřního zapojení obvodu je příliš složité, proto je na obr. 47 pouze typická aplikace obvodu. Tentýž integrovaný děličový generátor M087, který vytváří nejvyšší znějící oktávu pro elektronický hudební nástroj, dodává tuto oktávu také do integrovaného generátoru harmonického doprovodu (je-li doprovodná jednotka vestavěna v nástroji). Nejvyšší tón řídí multiplexní přenos vstupních signálů do obvodu. Vnější vazba nejvyššího tónu vysílačů přepíná zdroje informace, vnitřní vazba v obvodu přepíná synchronně a soufázově přijímače. Přes multiplexní kanály vstupuje do obvodu informace z klávesnice, z ovládacích prvků a z řídicí paměti ROM. Jako řídicí paměť ROM je vhodný některý z integrovaných řadičů M250, M253, M254, jejichž obsahem tentokrát není standardně



Obr. 47. Blokové schéma doprovodné jednotky s obvodem M251

dodávaný soubor rytmů, nýbrž zákaznický kód pro řízení doprovodné jednotky. Do integrované doprovodné jednotky vstupuje z této řídicí paměti 7 výstupních signálů, osmý signál řídí zaznění akordu v externím tvarovacím obvodu. Je-li tedy použit obvod M254, lze zbývající čtyři výstupní signály použít pro řízení nástrojové části bicího automatu. Při použití obvodu s osmi výstupními kanály je nutno pro řízení bicího automatu použít samostatný řadič, který však musí mít identický zdroj synchronizace a externího nulovacího signálu jako řídicí paměť harmonické doprovodné jednotky.

Výstupy basu a rozloženého akordu jsou tvarovány synchronním obálkovým signálem, akord je tvarován jedním kanálem paměti ROM. Výsledné signály akordu, basu a rozloženého akordu jsou sloučeny a vedeny k dalšímu zpracování. Do slučovacího obvodu může být přiveden také výstupní signál nástrojové části bicího automatu (obr. 47).

Ovládací prvky doprovodné jednotky umožňují volit automatický nebo poloautomatický provoz se zapamatováním posledně stisknutých kláves nebo bez zapamatování. Vnitřní složitá logika generátoru doprovodu dekóduje klávesy stisknuté na klávesnici podle pořadového čísla od nejnižší i od nejvyšší držené klávesy, tuto informaci slučuje se stavem druhé skupiny ovládacích prvků a s řídicím kódem paměti ROM a po zpracování této souborné informace generuje na výstupech odpovídající signály.

Realizace generátoru harmonického doprovodu tuzemskými součástkami je možná, představuje však značnou investici a značný rozsah prací a z hlediska běžných kritérií výhodnosti je ekonomicky jednoznačně nevýhodná.

IV. Elektronický hudební nástroj moderní koncepce

Technické údaje

Upravený akordeon Delicia CHORÁL V, melodická část 41 kláves f–a³ má znějící rozsah F (87,307 Hz) až c⁵ (4186,008 Hz).

Stopové výšky melodické části 16′, 8′, 4′, 2′, 2²/₃′.

Doprovodná část, 120 basů zní od C₁ (32,703 Hz) do h¹ (493,883 Hz).

Stopové výšky basů 32′, 16′, 8′, 4′.

Při plénu zní 4 tóny od stisku zákl. nebo terc. basu, 6 tónů od knoflíku akordu, 5 tónů od jedné klávesy diskantu.

Doplněk pětioktávový varhanní manuál, 61 kláves od C do c⁴, znějící rozsah od C₁ do c⁵. Jednotné ladění se vstupním kmitočtem řiditelného oscilátoru 6,18112 MHz vyrábí 12 půltónů temp. oktávy od cis⁴ (2217,46 Hz) do c⁵ (4186,008 Hz). Při použití tlač. OKTÁVA se posune ladění do c⁶ (8372,016 Hz).

Tónové generátory: oktávové děliče kmitočtů z int. obvodů.

Spínání tónů: elektronické z jednoho kontaktu pod klávesou.

Rejstříky: sestava napěťově řízených filtrů a pásmových propustí.

Efekty: vibráto, tremolo, Wa-Wa, sustain, klavír. efekt, glisando, tlač. oktáva, různé efekty rotujících reproduktorů.

8 bicích nástrojů, řízení metronomem nebo od kláves doprovodu.

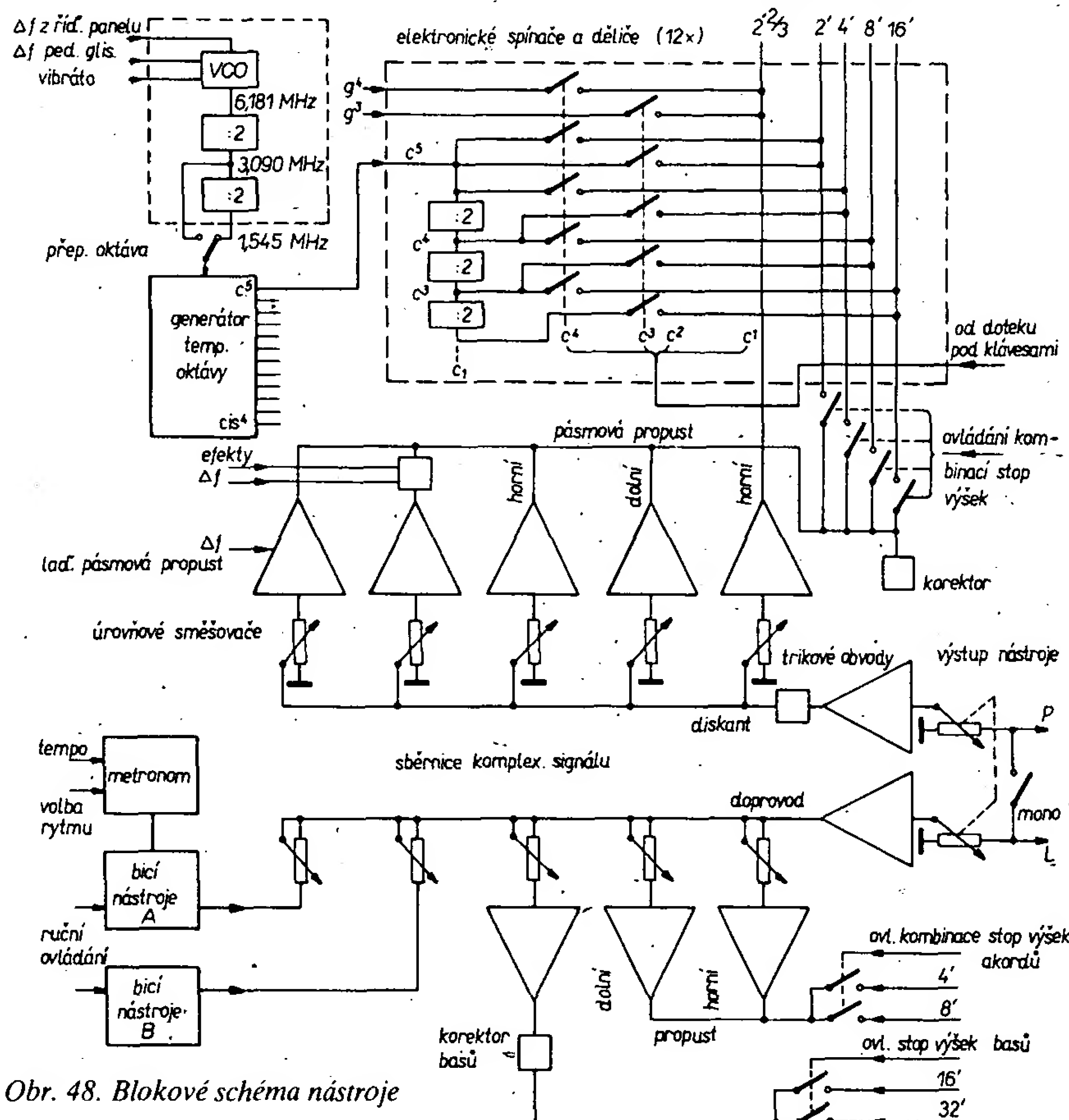
Síť. zdroj: +5 V, +12 V, +30 V, −12 V stab.

Odběr ze sítě 220 V, 50 Hz: 100 VA.

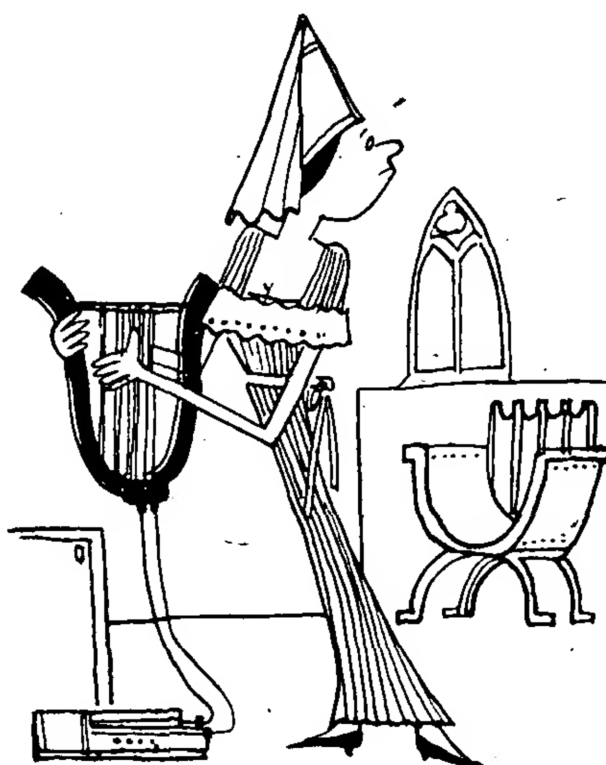
Hmotnost: 29 kg.

Koncepce nástroje

Blokové schéma nástroje je na obr. 48. Zdrojem všech 12 nejvyšších tónů je generátor temperované oktávy s jednotným laděním. Jeho mateřský oscilátor (kmitočet 6,181 MHz) může být modulován vibrátem. Nástroj se ladí jenom jako celek, mezi intervaly je nerozladitelný. Nechybí ani efekty glisando při zachování všech dobrých vlastností, především stability kmitočtu.



Obr. 48. Blokové schéma nástroje



Signály 3,090 a 1,545 MHz jsou po úpravě na pravoúhlý průběh vyvedeny na přepínač OKTÁVA, který umožňuje rychle posunout ladění o jednu oktávu. Výchozí vf signál je dále zpracováván digitální děličovou metodou v jednotce, na jejímž výstupu je již 12 nejvyšších půltónů temp. oktávy od cis⁴ do c⁵. Jednotlivé tóny jsou pak vedeny k dalšímu zpracování samostatně.

Na blokovém schématu je příklad cesty tónu c⁵. Potřebná škála oktávových kmitočtů až po nejhlubší C₁ vzniká v integrovaných děličích. Spínací soustava je tranzistorová, ovládaná dálkově jedním kontaktem pod každou klávesou. Výhodou tohoto řešení je

měkké nasazování tónů, prosté kliksů, s možností doznívání. Dálkově jsou ovládány i elektronické spínače volby kombinací stopových výšek. To umožňuje snadným přepojením přívodu s konektorem použít k ovládání všechny druhy klávesových nástrojů, doplněných jediným kontaktem pod každou klávesou. Dva kontakty má jenom část doprovodná, ovládaná levou rukou, od níž mohou být ovládány elektronické bicí nástroje při vypnutém automatu. Po výběru se signály požadovaných stopových výšek dostanou na společnou sběrnici, kde je spektrální obsah zhruba upraven korektorem *LC* a může být vyveden jako přímá cesta některou z propustí na výstup nástroje.

Jiný možný způsob úpravy základního kmitočtu je průchod některým nebo dvěma laditelnými pásmovými propustmi. Harmonické složky mohou být selektivním výběrem posouvány po celém akustickém pásmu při libovolně nastavitelné úrovni tahovými potenciometry. Zvolený signál můžeme též kmitočtově rozmítat s různým zdvihem. Dobře simuluje elektronickou cestou různé efekty rotujících reproduktorů. Kmitočet jedné z propustí je řízen pedálem. Vytváří efekty formantového glisanda nebo Wa-Wa a výrazně se podílí na celkovém zabarvení. Celá soustava filtrů byla velmi pečlivě navržena tak, aby při hře stačilo jen přepínat kombinace stopových výšek a aby změny ve zvukovém charakteru nástroje byly přitom co největší. Tak se dá vytvořit množství nejrůznějších i netradičních zvuků s minimálním počtem součástek v jednoduchých obvodech.

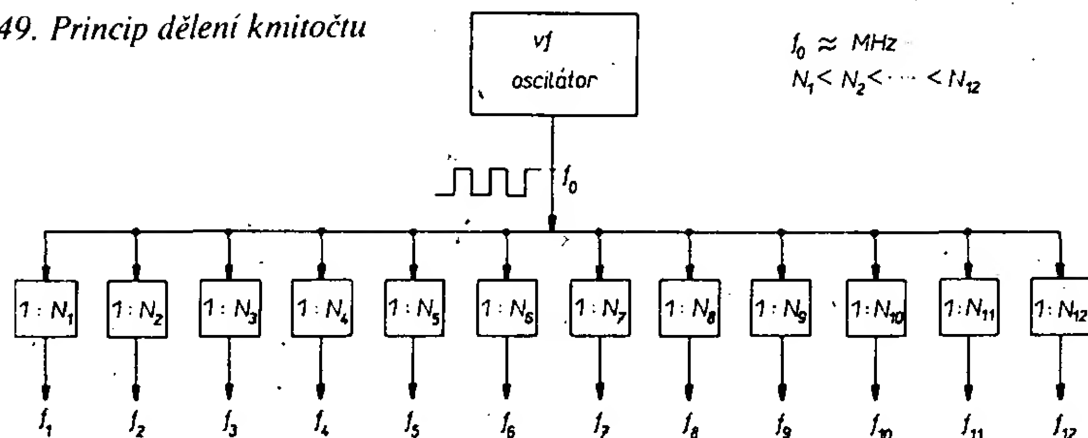
Prosté jsou i trikové obvody, umožňující amplitudovou úpravu obálky signálu před vstupem do výstupního zesilovače. Po zesílení jde signál na dvojitý potenciometr, ovládaný pedálem dynamiky a z něho na výstupní zásuvku konektoru.

Doprovodná část má možnosti chudší, dostatečně však vyhovuje. Je použita elektronická sběrnice s dálkovým ovládáním. V principu je identická s diskantem. Charakter zabarvení je u akordů měněn skokově přepínáním stopových výšek 4' až 8' i korekcí ve dvou pásmových propustech. Tříhlasé akordy vytvoří vlastní mechanická část akordeonu. Obsahuje jen tóny jedné oktávy, vyhodnocené dodatečnými kontakty na příklopkách doprovodné části.

Nejhlubší basy je možné kombinovat ve stopách 16' a 32'. Po korekci signálu v selektivním filtru, který upraví zabarvení na charakter smyčcové basy nebo při vyšších stopách i baskytary, je vyveden regulátorem úrovně na společnou výstupní sběrnici doprovodu. Do této sběrnice pracuje též bicí souprava jako rytmický doprovod. Záměrně byla pro tento nástroj navržena nejjednodušší možná varianta se dvěma IO bez složité logiky. Prostý automat vyrábí 7 základních rytmů s plynulou regulací tempa. Osmá poloha přepínače volby umožňuje přepnout spouštění bubnů od kláves doprovodu. Automat je schopen ovládat jenom základní skupinu bicích nástrojů A, tj. buben, bubínek a metličky. Úroveň výchozího rytmického doprovodu je řízena pedálem, opatřeným v horní části tlačítkem, kterým může být doprovod ještě doplňován některým bicím nástrojem ze skupiny B (nejčastěji činelem).

Výstup nástroje dvěma samostatnými kanály umožňuje prostorovou stereofonní reprodukci. Z použitých konstrukčních celků mohou být sestaveny nástroje různé velikosti i rozsahu. Od varhan tříhlasých až po pětihlasé, příp. dvoumanuálové. Vzorek byl postaven jako univerzální, přepojením konektorů z harmoniky do manuálu se změní na oktávové varhany. Pro menší nástroje nemusí být

Obr. 49. Princip dělení kmitočtu



desky s plošnými spoji a spínačů plně osazeny součástkami. Nemusí být použito ani jednotné ladění, pro menší nároky vyhovuje dobře jednotka s 12 oscilátory z přílohy AR 1976, která je při stabilizovaném napájecím napětí dostatečně kmitočtově i teplotně stabilní (lze ji ještě dále vylepšit, použijí-li se místo ladicího potenciometru 3,3 kΩ potenciometr 1 kΩ a na výstupu místo diody oddělovací tranzistor).

Možnosti nástroje se blíží továrním výrobkům vyšší cenové třídy, dosáhli jsme toho netradičním řešením nástroje. Použité obvody jsou prosté, osazené tuzemskými součástkami druhé jakosti. Uvedení do chodu nečiní potíže. Jednoduchost a snadná realizace např. metronomu a bicích nástrojů přinese radost z úspěchu i začínajícím zájemcům.

1. Jednotné ladění, řídicí generátor

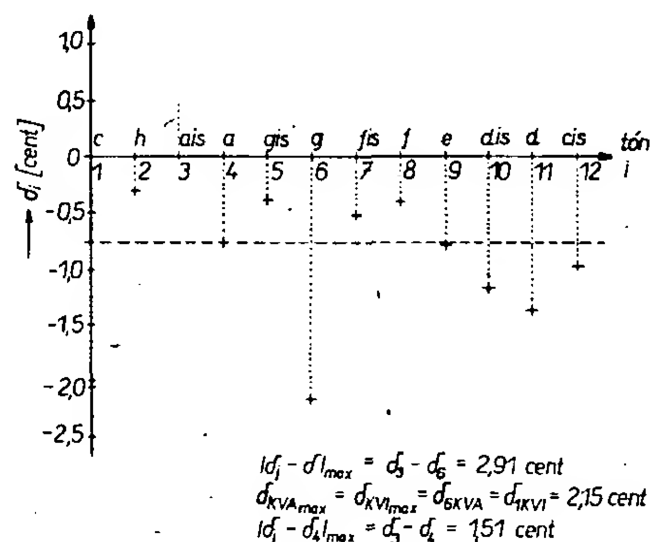
Při použití IO TESLA řady MH74 je ze všech způsobů generování temperované oktávy nejvhodnější tzv. způsob děličový (obr. 49). Výchozí signál pravoúhlého průběhu s opakovacím kmitočtem f_0 je přiveden na vstupy dvanácti děličů kmitočtu s dělicími poměry N_1, N_2 až N_{12}. Výstupní signály s opakovacími kmitočty f_1 až f_{12} jsou tóny nejvyšší oktávy nástroje. Tóny nižších oktáv lze získat oktávovými děliči. Problematika návrhu děličového systému z obr. 49 spočívá v nalezení takové dvanáctice dělicích poměrů N_i (i = 1 až 12), aby výstupní kmitočty f_i (i = 1 až 12) dostatečně přesně aproximovaly hudební poměry v temperované oktávě a aby celé zapojení bylo co nejlevnější (viz kapitola II).

Úloha najít dvanáctici optimálních dělicích poměrů je neřešitelná pro manuální počtáře. Vyžaduje sáhnout k výpočetní technice. Výpočetní techniku v podobě programovatelného kalkulátoru jsme použili i my.

Vlastnosti nalezeného souboru dělicích poměrů jsou po matematické i hudební stránce shrnuty v tab. 8.

Stejně jako u většiny hudebních nástrojů s klávesnicí, tak i u našeho nástroje je nejvyšší znějící tón c. Proto odpovídá v tabulce nejmenšímu dělicímu poměru tón c a zvětšující se čísla N_i reprezentují postupně klesající půltóny. Tato skutečnost je plně v souladu s naším požadavkem, aby tón a ležel přibližně uprostřed tolerančního pásma aproximace temperované oktávy (obr. 50). Tento požadavek vyplývá ze skutečnosti, že zpravidla se poloha ladění nástroje přizpůsobuje slaďováním komorního a. Z tohoto přiřazení tónů dělicím poměrům vyplývá kmitočet vstupního vf signálu (za předpokladu nejvyššího znějícího tónu c[5]) f_0 = 1,545280 MHz. Ve sloupci R_i tab. 8 jsou uvedeny rozklady dělicích poměrů N_i.

Na základě této informace lze sestavit optimální dendrit elementárních děličů, využívající některých stupňů vícenásobně. Druhá část tabulky charakterizuje přesnost apro-



Obr. 50. Grafické znázornění přesnosti aproximace temperované oktávy

Tab. 8. Vlastnosti realizované aproximace temperované oktávy

i	Tón	N_i	R_i	$k_i = (\sqrt[12]{2})^{i-1}$	$N_{ti} = N_1 k_i$	$\delta_i = 3986,314 \cdot \log \frac{N_{ti}}{N_i}$	$\delta_{iKVA} = \delta_{i+7} - \delta_i$	$\delta_{iKVI} = \delta_{i+5} - \delta_i$
1	c	369	3.3.41	1	369	0	−0,41	−2,15
2	h	391	17.23	1,059463094	390,941881	−0,28	−0,49	−0,24
3	ais	414	2.3.3.23	1,122462048	414,188495	0,76	−1,92	−1,17
4	a	439	439	1,189207114	438,817425	−0,75	−0,63	−0,02
5	gis	465	3.5.31	1,259921048	464,910866	−0,36	−0,60	−0,80
6	g	493	17.29	1,33439852	492,555905	−2,15	2,15	0,77
7	fis	522	2.3.3.29	1,414213559	521,844803	−0,52	0,24	−0,44
8	f	553	7.79	1,498307073	552,875300	−0,41	1,17	0,41
9	e	586	2.293	1,587401048	585,750986	−0,77	0,02	0,49
10	dis	621	3.3.3.23	1,681792825	620,581552	−1,16	0,80	1,92
11	d	658	2.7.47	1,781797431	657,483251	−1,38	−0,77	0,63
12	cis	697	17.41	1,887748618	696,579240	−0,96	0,44	0,60

Obr. 51. *Blokové schéma generátoru temperované oktávy*

ximace temperované oktávy. Protože se pracuje s logaritmickou relativní mírou, je lhostejné, který tón zvolíme za vztažný; je také na naší libovůli, pracujeme-li s dělicími poměry nebo opakovacími kmitočty výstupních signálů. Pomocí součinitele k_i, který definuje temperované ladění, lze vypočítat N_{ti}, což jsou teoretické dělicí poměry, odpovídající přesné temperované oktávě. Veličina δ_i pak vyjadřuje odchylku přirozené velikosti N_i. Lidské ucho je různě citlivé na nepřesnosti ladění podle souznějícího hudebního intervalu, nejcitlivější je na diference v kvartách a kvintách – proto poslední dva sloupce tabulky charakterizují tuto vlastnost aproximační řady. Všechny veličiny týkající se hudební vzdálenosti tónů jsou vyjádřeny v jednotkách cent. Z uvedených údajů vyplývá, že námi zvolená aproximace je zcela vyhovující, protože lidské ucho rozliší při srovnání dvou tónů pouze výjimečně nepřesnost menší než 3 centy.

Na obr. 50 je průběh veličiny δ_i pro všechny tóny oktávy. Je vidět, že tón a leží správně přibližně uprostřed tolerančního pásma, že nikde při naladěném tónu a není absolutní odchylka větší než 1,5 centu od teoretického temperovaného ladění, přičemž velikost žádného intervalu se neliší od odpovídajícího temperového intervalu o více než 3 centy. Přesnost aproximace je lepší než 2,2 centu pro kvarty a kvinty.

Z údajů R_i v tab. 8 lze nalézt minimální dendrit elementárních děličů kmitočtu (obr. 51). Obr. 51 je současně blokovým schématem realizace jednotného ladění našeho nástroje. Zapojení je realizováno na dvou deskách o rozměrech 100 × 140 mm, konektor má 26 vývodů. Rozdělení na desky A a B je na obr. 51 naznačeno čárkovaně. Základní děliče kmitočtu z obr. 51 jsme realizovali podle těchto kritérií:

a) minimální počet IO,

b) co nejnižší cena při víceznačném řešení.

Integrované obvody jsme použili pouze v sekvenčních částech děličů. Kombinační logika pro zkracování cyklů je diodová. Podrobná schémata obou dílů jednotného ladění jsou na obr. 52 a 53. Číslování integrovaných obvodů odpovídá rozmístění na deskách s plošnými spoji (obr. 54, 55).

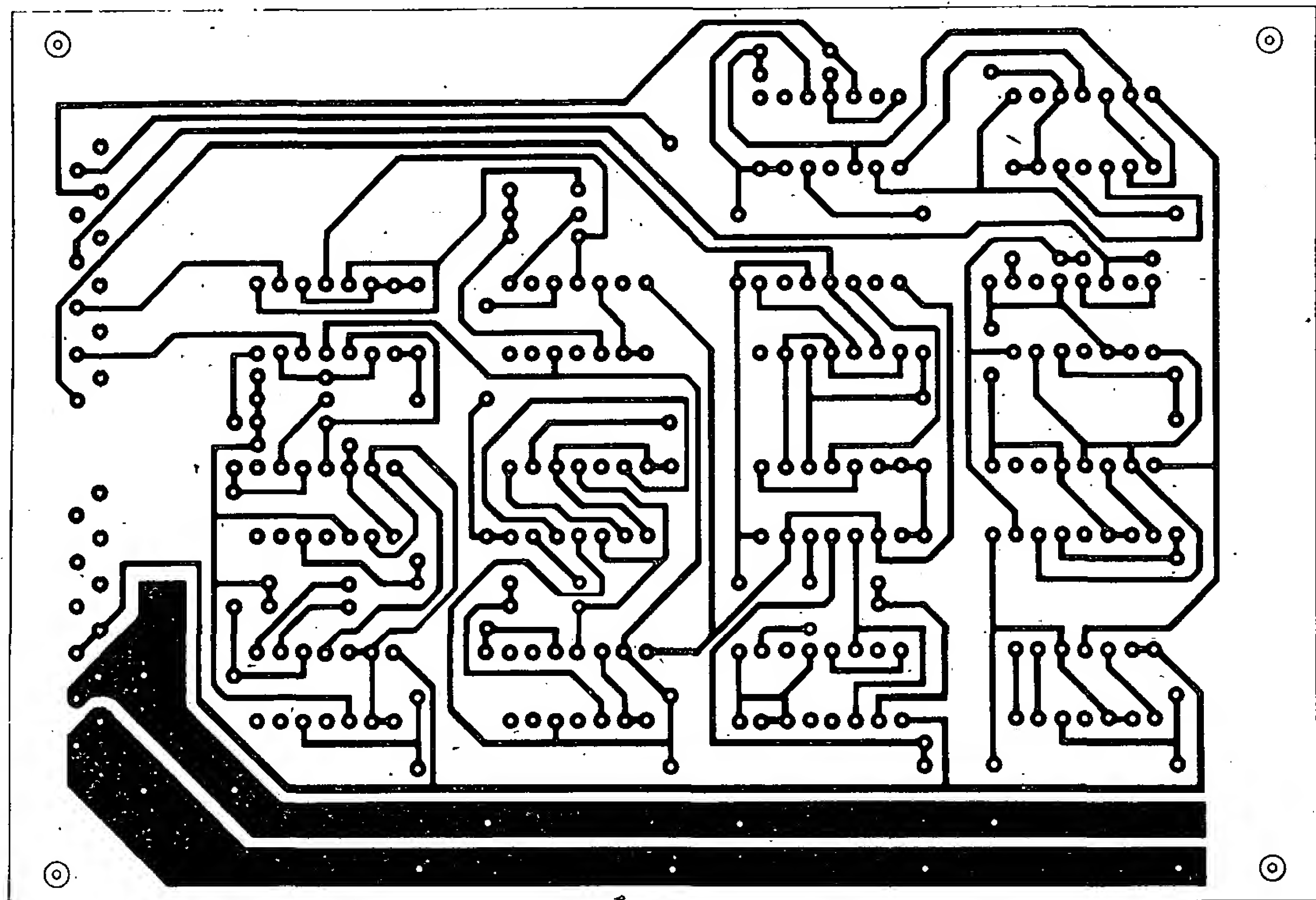
Vf generátor

Řídicí vf generátor na obr. 56 má velmi stabilní kmitočet a umožňuje ladit nástroj v rozsahu půl tónu jednak potenciometrem na řídicím panelu a jednak pedálem glisanda. V praxi je výhodné, je-li kmitočet řídicího generátoru co nejvyšší. Ve funkci VCO je pak dálkové ovládání na vyšších kmitočtech snadnější a cenově výhodnější. Potřebný rozsah ladění byl získán použitím paralelně zapojené trojice kapacitních diod D_{30} až D_{32} a cívky L_1 s feritovým jádrem. S kondenzátory C_5, C_6, C_7, C_8 a s tranzistorem T_1 pracuje obvod jako vf oscilátor v můstkovém zapojení. Sinusový signál 6,18112 MHz je veden kondenzátorem C_8 na bázi oddělovacího a tvarovacího obvodu s T_2. Kolektor T_2 je zapojen na vstup dvojitého klopného obvodu s IO_{29}. Na jeho výstupech jsou signály potřebných kmitočtů 3,09056 MHz a 1,545280 MHz, které přepínacím tlačítkem „OKTÁVA" vedeme jako řídicí signál na obě skupiny děličů jednotného ladění (obr. 52, 53).

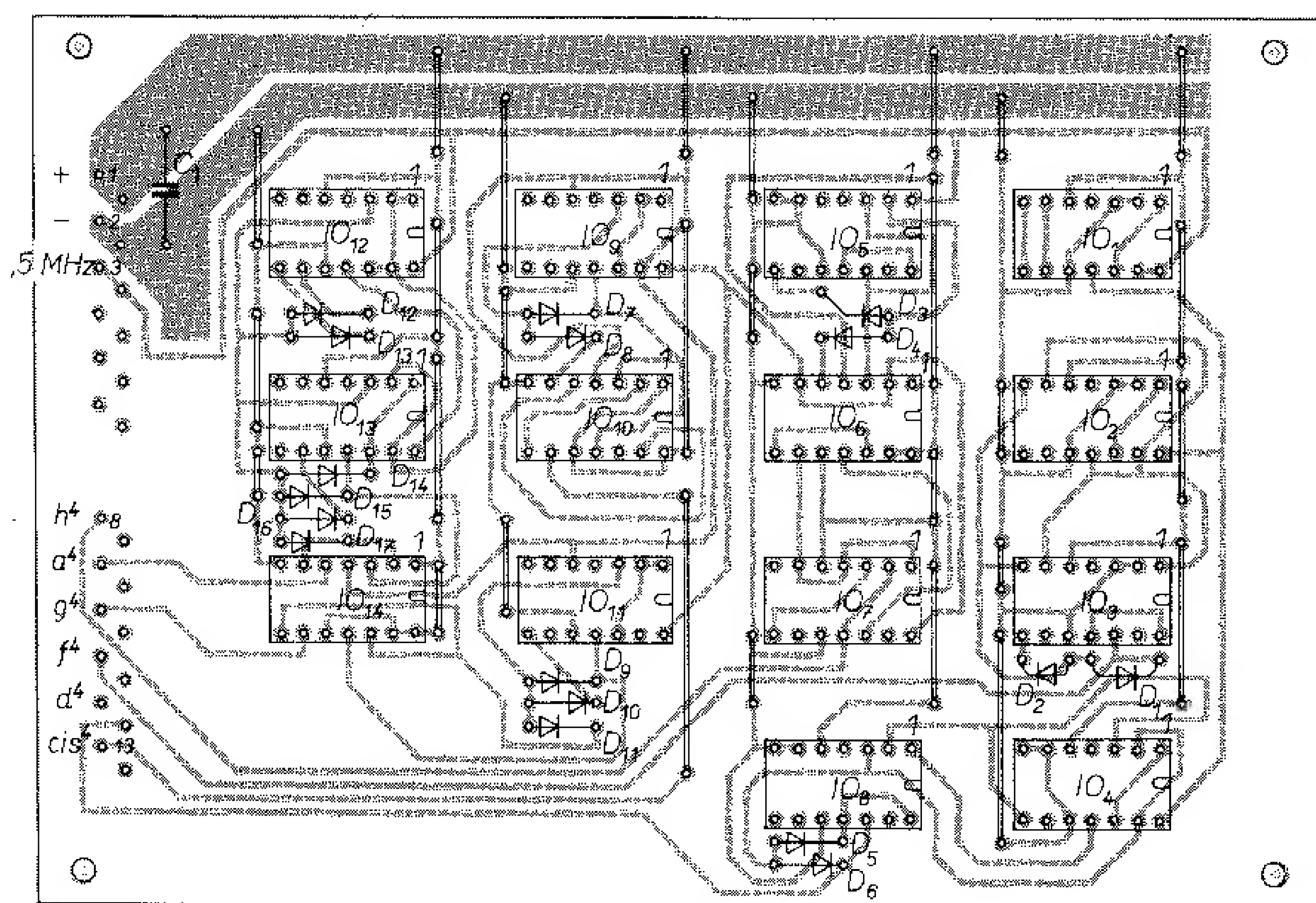
Tlačítko Tl_1 (obr. 56) může být zhotoveno z kontaktního svazku telefonního relé. Jedinou podmínkou je lehký chod a mezera mezi kontakty nejvýše 1 mm. Umístěno je v horní části pedálu formantového glisanda. Tlačítko se ovládá levou nohou ve vhodných pasážích skladby. Patří mezi často používané efektové změny. V praxi se osvědčilo, odpovídala-li

Obr. 52. *Zapojení části A tónového generátoru*

Obr. 53. Zapojení části B tónového generátoru



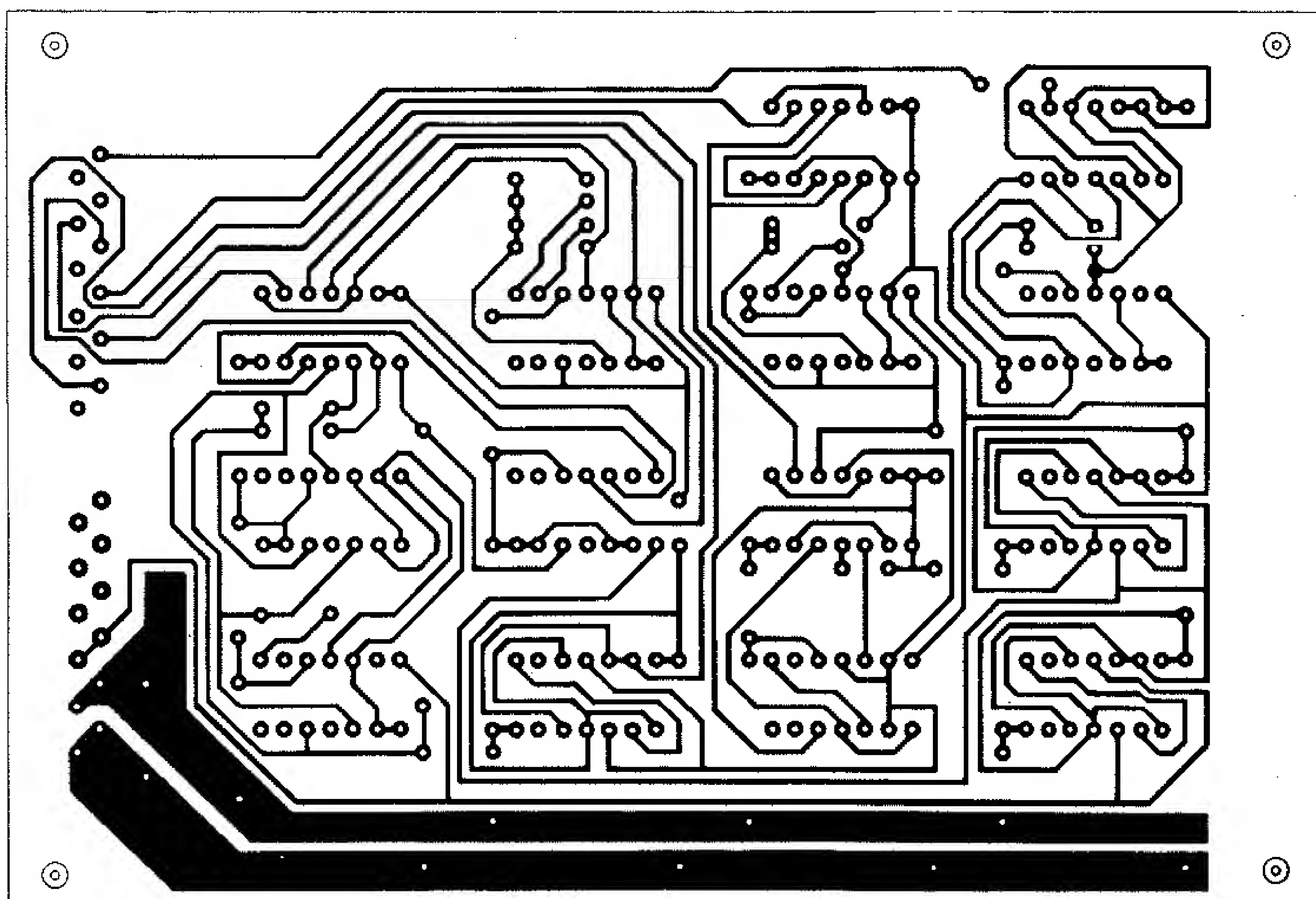
Obr. 54. Deska s plošnými spoji N201 části A generátoru (1 : 1)

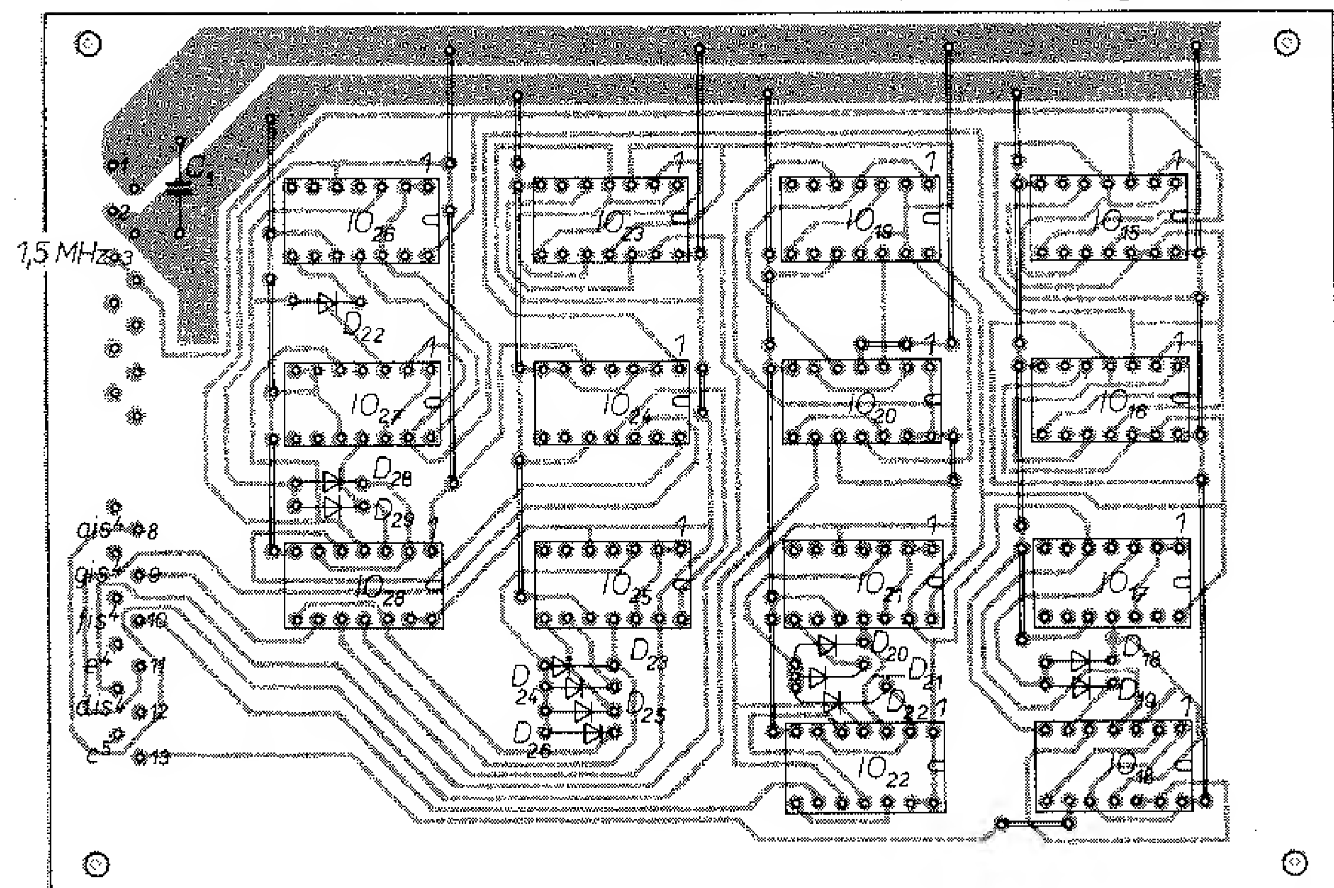


Osazená deska N201 (zmenšeno)

klidová poloha tlačítka vyššímu kmitočtu, přišlápnutím tlačítka lze pak ladění o jednu oktávu snižovat. Přepnutí neprovázejí žádné rušivé přechodové jevy. Řídicí oscilátor můžeme modulovat signálem ultrazvukového kmitočtu 6 až 12 Hz ze zdroje na obr. 57, který přivádíme do báze T_1 odporem R_1. Odporem R_2 je nastaven nejvhodnější pracovní režim oscilátoru. Při větších R_2 nelze dosáhnout potřebného modulačního zdvihu. Nástroje se společným laděním mohou být modulovány až o jeden půltón ($\sqrt[12]{2}$), někdy i více, rozlaďování je naprosto souběžné.

Na desku s plošnými spoji řídicího vf generátoru se pohodlně vešly i generátory ultrazvukových signálů pro vibráto a tremolo. Deska s plošnými spoji je na obr. 58 a obsahuje ve 24dílné společné vaně pole č. *1*. Cívka L_1 je na desce umístěna tak, aby její jádro bylo přístupné provrtaným otvorem v rámečku. Nelze-li dosáhnout potřebného rozsahu ladění pedálem glisando a dolaďování na řídicím panelu, je možné zvětšit počet diod. Jako varikapy jsme použili typy TESLA z rozebraného kanálového voliče „Hopt" (TVP Karolína). Generátory infrazvukového kmitočtu jsou osvědčené oscilátory *RC*, které vyrábějí harmonický signál pro vibráto a tremolo. Napájením ze zdroje +30 V se zvětšila amplituda na požadovanou úroveň bez zesilovače. Použití dvou infrazvukových generátorů je v souladu s vyššími požadavky na výsledný zvuk nástroje. Tímto způsobem je možné jak vibráto, tak tremolo modulovat infrazvukovými signály samostatně.

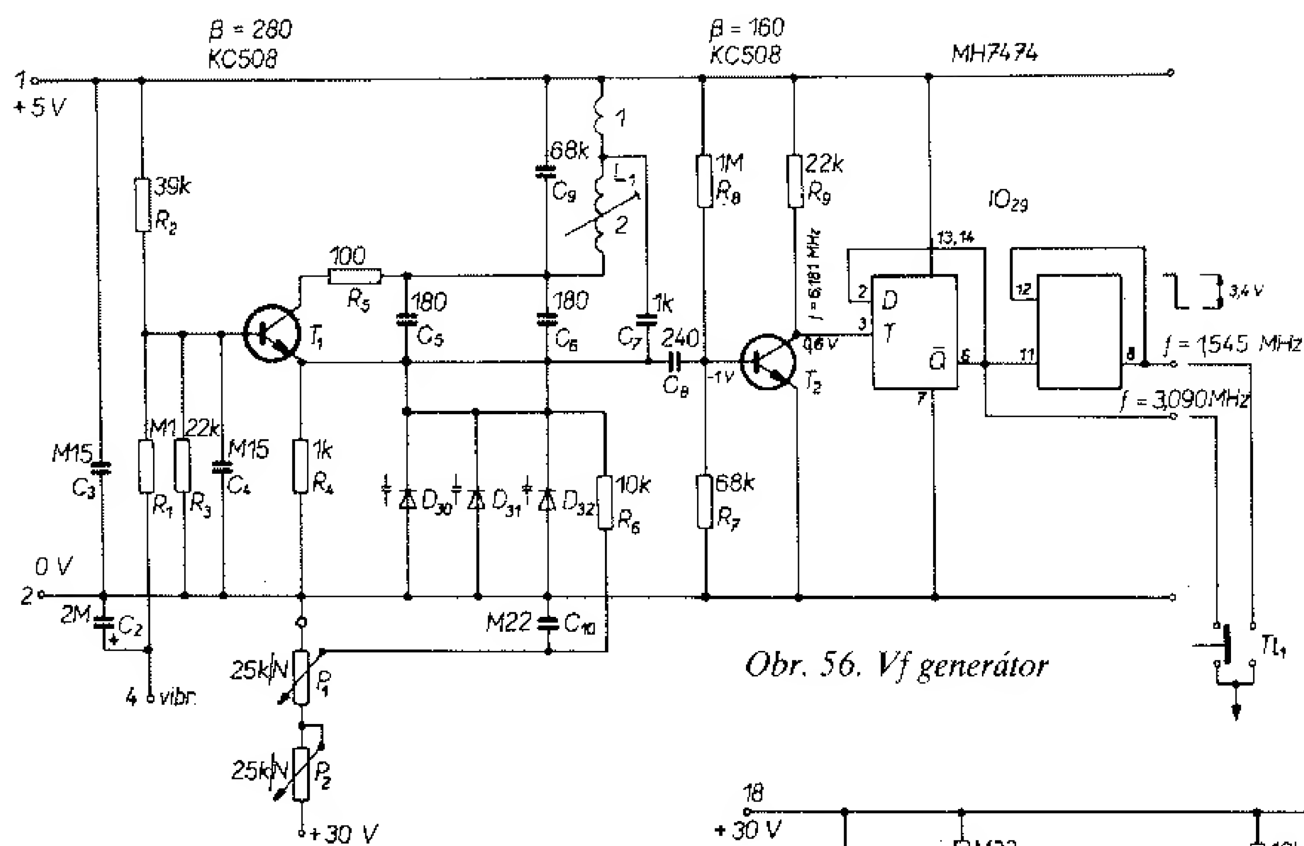

Obr. 55. Deska s plošnými spoji N202 části B generátoru (1 : 1)



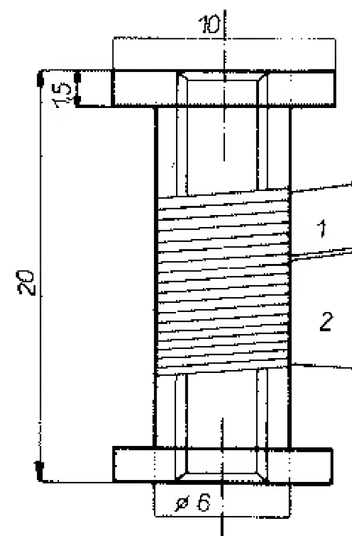
Osazená deska N202 (zmenšeno)

2. Oktávové děliče, elektronické spínače

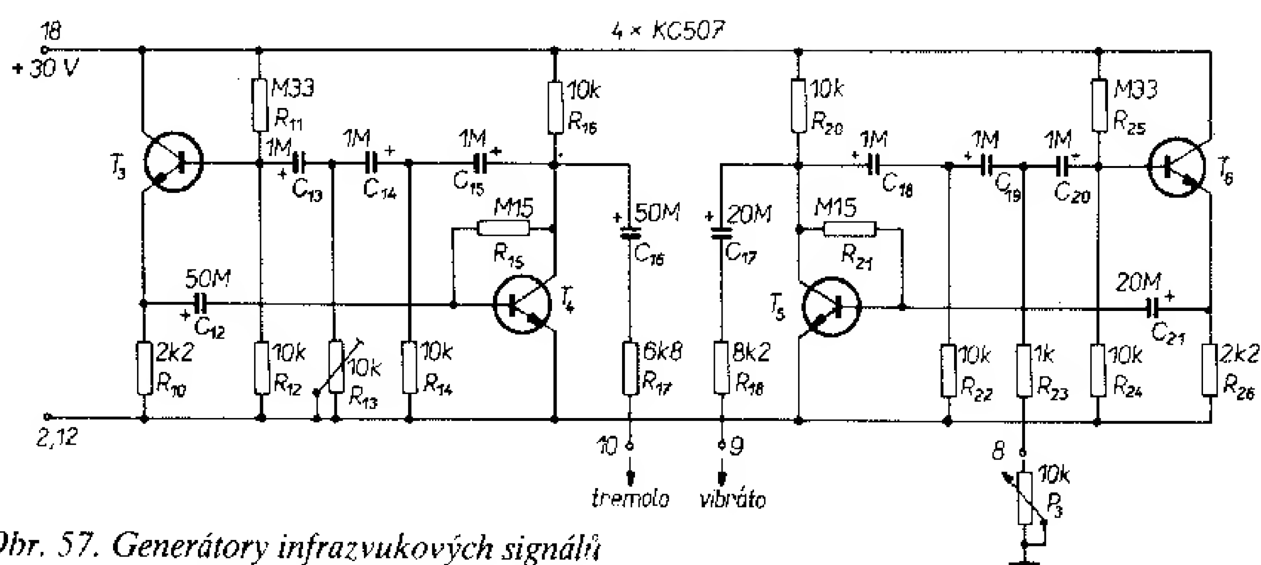
Část A, B společného ladění vyrábí ze vstupního kmitočtu 1,545 MHz všech 12 nejvyšších tónů temperované oktávy od cis^4 (2217,46 Hz) do c^5 (4186 Hz). Pro plně polyfonní nástroj je třeba vyrábět ještě nejméně 6 až 7 dalších oktávových tónů až po nejhlubší bas. V nástroji je vyrábíme klasic-



Obr. 56. Vf generátor


Cívka L_1 vf generátoru

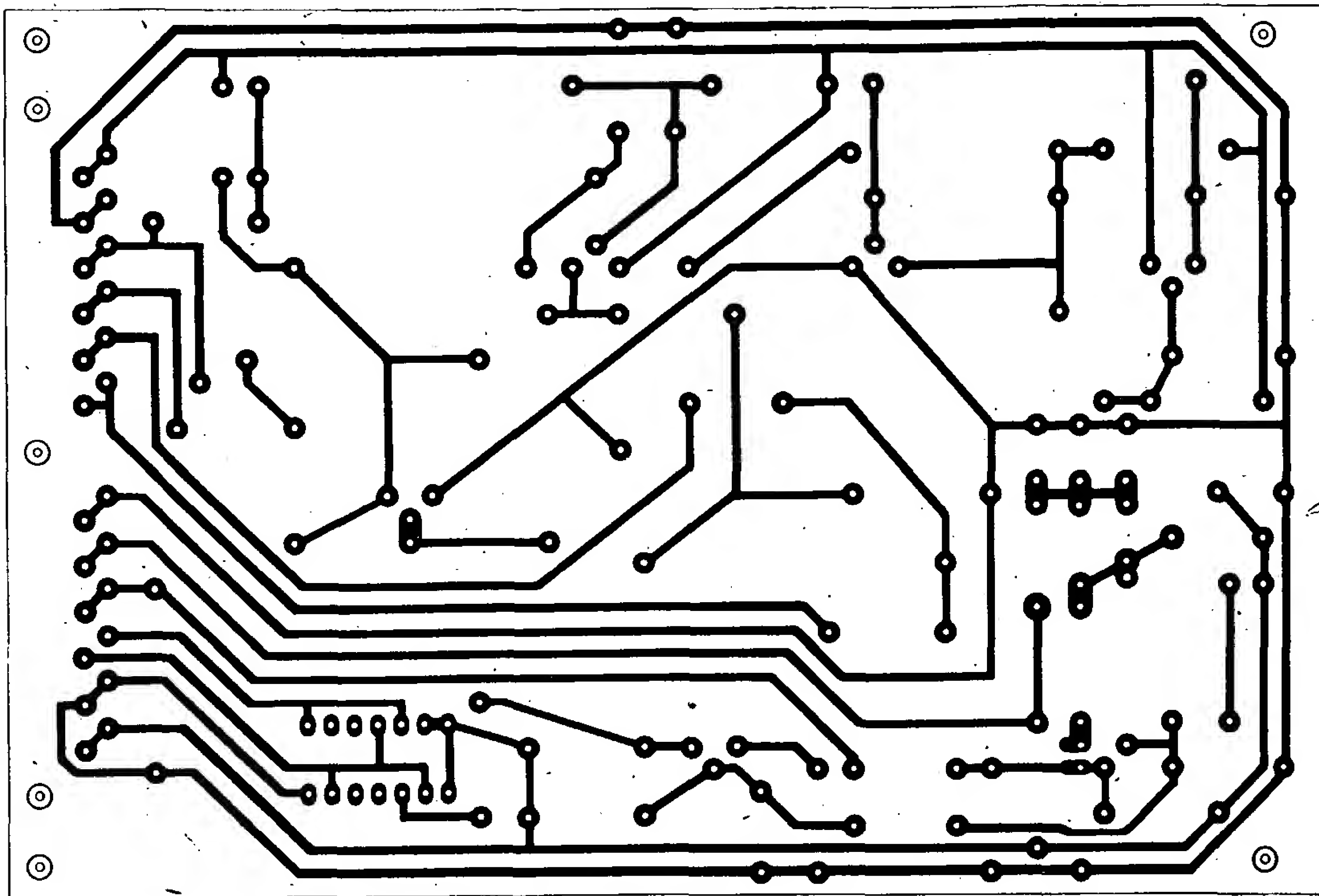
kou metodou v kaskádě tří integrovaných obvodů MH7474 (IO_{30} až IO_{32}). Se třemi IO vystačíme pro děliče všech tónů, výjimku tvoří v kontraoktávě tón C_1, který je nejhlubším tónem v basové části. Ten vyrobíme doplněním kaskády o jeden obvod MH7472 (IO_{33} – jen pro tón C_1). Proto je zapojení děličů i elektronické sběrnice pro tón c nakresleno samostatně (obr. 60). Pro všechny ostatní tóny platí schéma na obr. 61. Funkčně jsou části A, B shodné včetně použitých součástek.



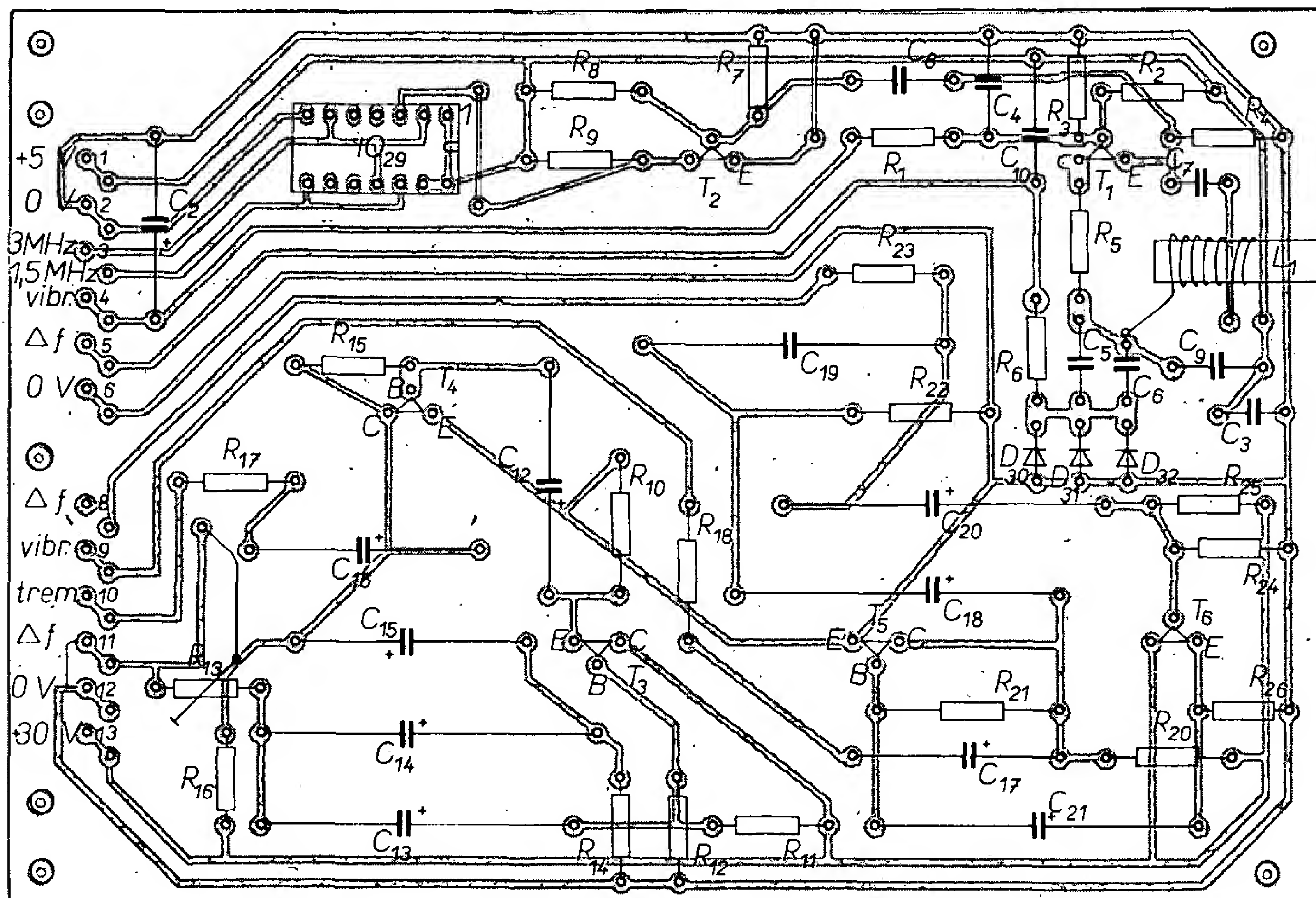
Obr. 57. Generátory infrazvukových signálů

Obr. 60. Zapojení oktávových děličů a spínačů tónu c

Obr. 58 a 59 jsou na str. 29



Obr. 58. Deska s plošnými spoji generátorů (N203)



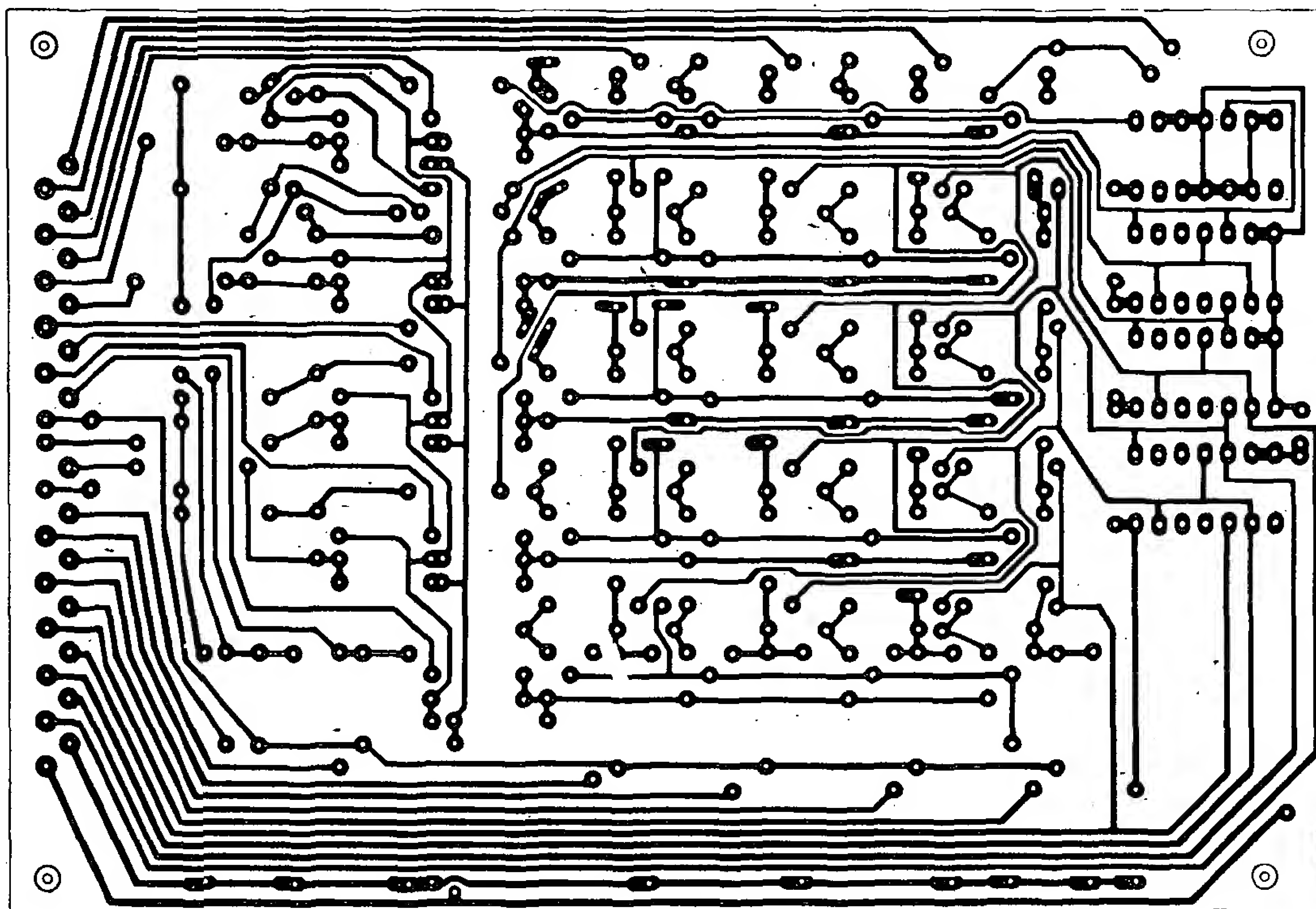
Obr. 59. Rozložení součástek na desce N203

Signály tónů nejvyšších oktáv musíme vyvádět na svorkovnici. Budou propojeny se sousedním polem, abychom mohli vytvořit sběrnici stopové výšky 2 2/3'. U nástrojů vyšší cenové třídy je nezbytná, dodá charakteru nástroje plnost, barevnost a lesk. K základnímu tónu je souzvučná. Budeme tedy přivádět na tranzistorový spínač T_{11}, T_{16} tón g^4 (opakuje se, protože g^5 v děličích nevyrábíme), na T_{21} g^3 a na T_{26} g^2. Desky řadíme s výhodou podle kvintového kruhu, zmenší se nežádoucí přeslechy, rámečky nemusíme mezi sebou stínit. Také spoje jsou krátké, jediný delší „kvintový" spoj je z okrajových tónů c na f. Pořadí desek a přivedeného kvintového tónu je v tab. 9 (str. 32).

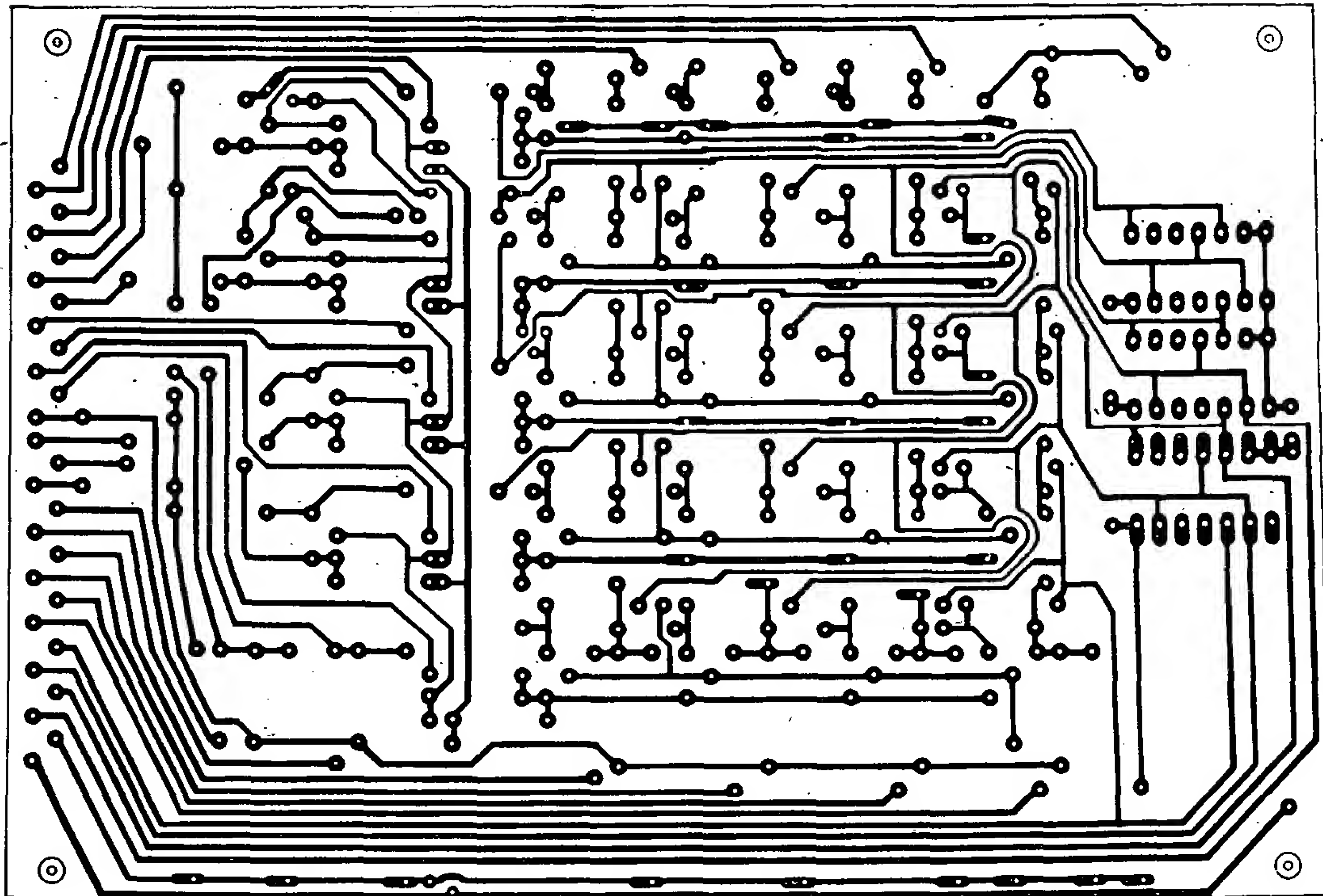
Zapojení a funkci spínání si vysvětlíme na činnosti obvodu ovládaném klávesou c^4 (obr. 60). Všechny tranzistorové spínače pracují se společnou bází na stejném principu jako v nástroji, popsaném v příloze AR 1976. Ve vylepšeném zapojení nejsou pro vývod tónů na sběrnice použity diody, R_{28} přivádí pracovní napětí ze stabilizovaného zdroje +5 V na kolektor T_7, z něhož je po sepnutí odváděn tónový signál odporem R_{29} na společnou sběrnici stopové výšky 2'. Odporem R_{27} a paralelním spojením sběrnic se všemi 12 poli je kolektorové napětí spínačů dostatečně stabilizováno. Přívod z děličů, na nichž je signál trvale, je veden odporem R_{30} do emitoru T_7. Tranzistor se do vodivého stavu dostane sepnutím kontaktu pod klávesou c^4 tím, že odpory R_{53} a R_{51} přivedou na kolektor záporné napětí (klávesové kontakty jsou připojeny na napětí − 12 V). Odebíraný proud jedné řady tranzistorových spínačů je 3 mA (ze zdroje −12 V).

Odpor R_{53} spolehlivě odstraní kliks tím, že se emitorové napětí potřebné k otevření T_7 zvětšuje podle časové konstanty R_{53}, C_{22}. Doba vybití C_{22} po rozpojení klávesového kontaktu může být různě ovlivněna napětím sběrnice dozvuku. Napětí lze nastavit přepínačem dozvuku na 0, 6, 11, 15 a 23 V. Nejdelší vybíjení a tím i doznívání tónů je při uzemněné sběrnici. Odpor R_{52}, který přivádí napětí dozvukové sběrnice na C_{22}, se volí v souladu s délkou dozvuku v praxi. Vyšší hodnotou se zvyšuje délka doznívání. Často je nutné měnit délku dozvuku i za hry. V rychlých pasážích skladby krátíme dozvuk z nastavené doby přišlápnutím tlačítka, umístěného v horní části pedálu řízení hlasitosti, pravou nohou. Tím jsme na sběrnici dozvuku přived-

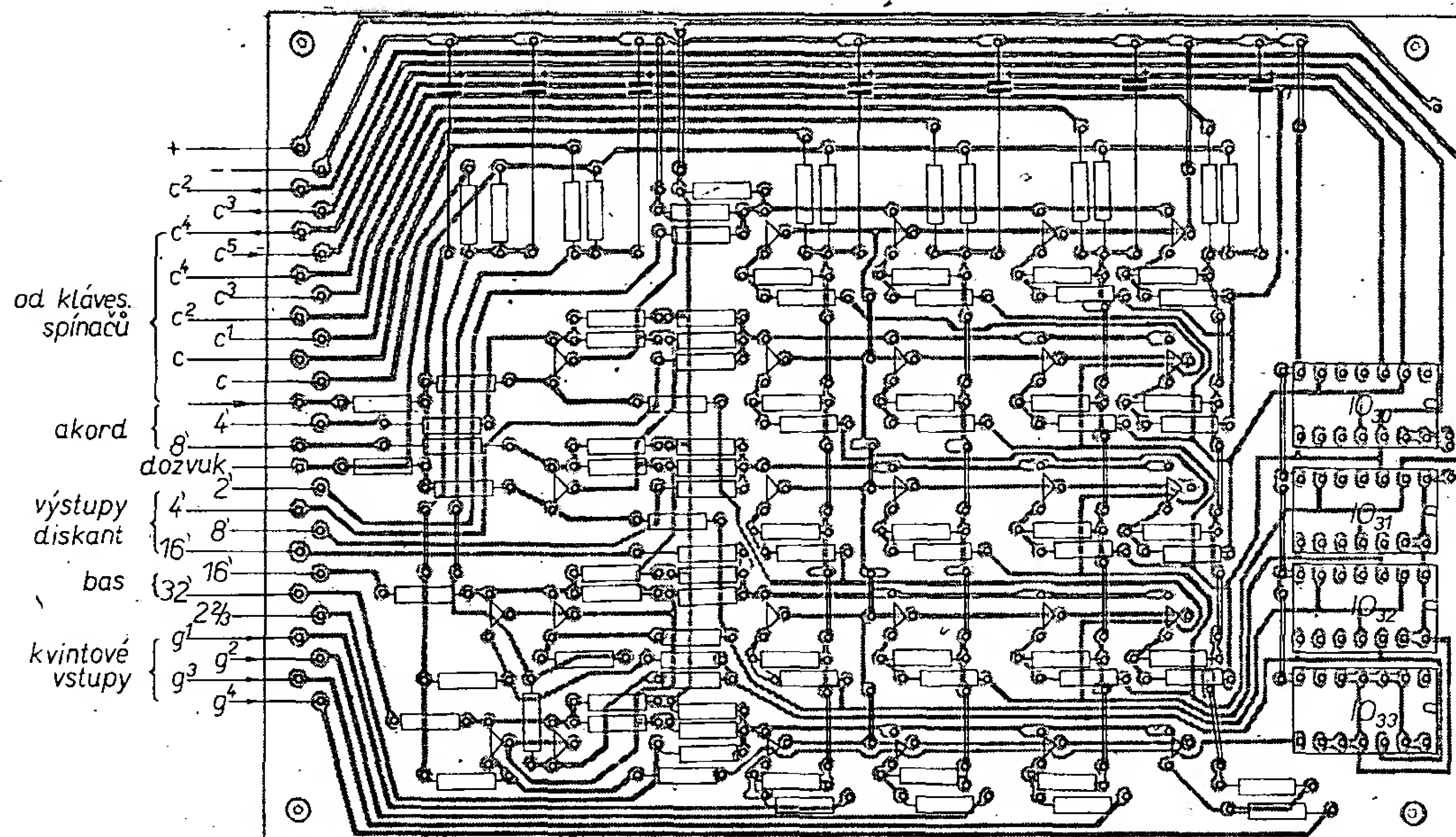
Obr. 61. Zapojení oktávových děličů a spínačů tónů cis až h (hodnoty součástek shodné s hodnotami na obr. 60)



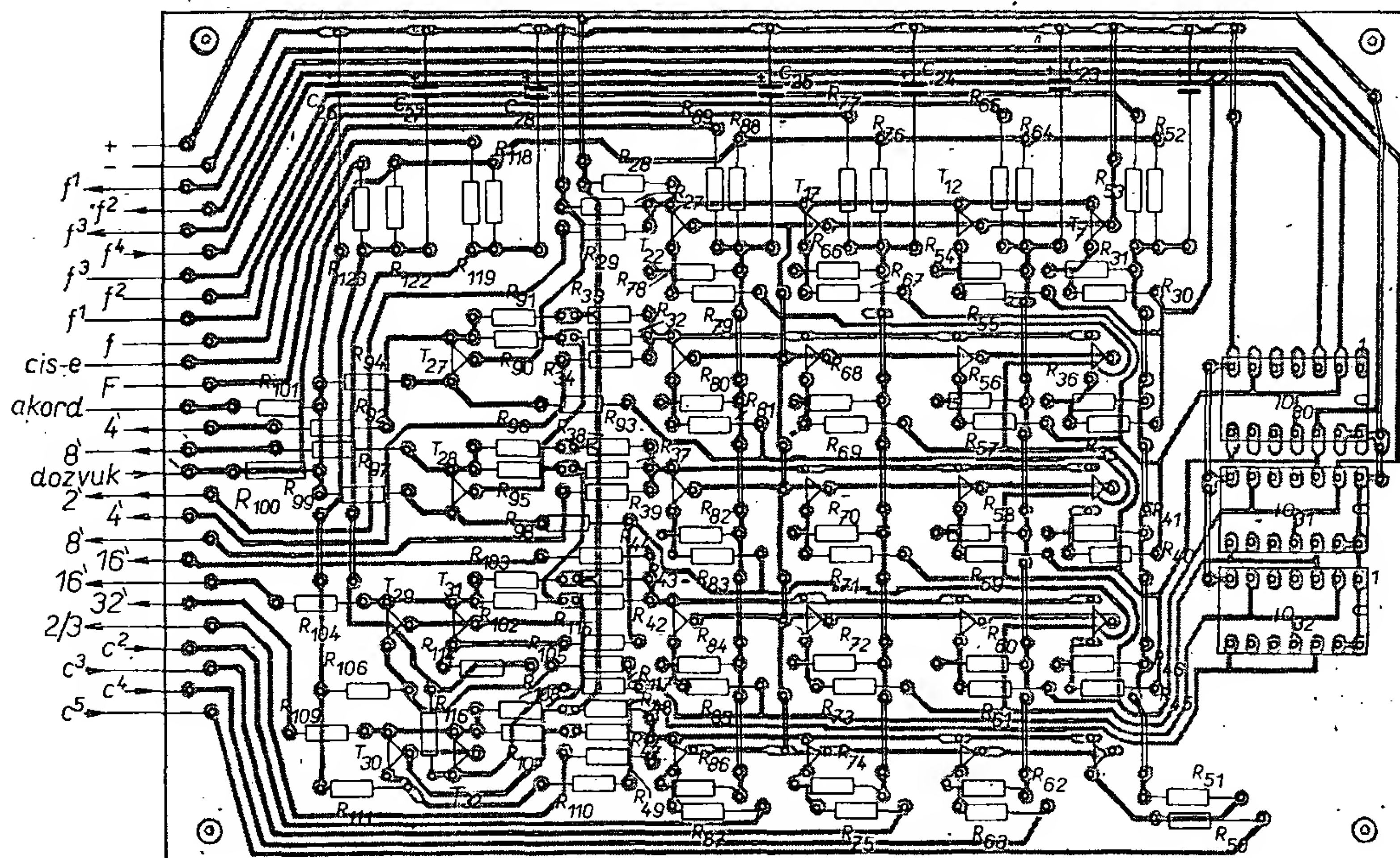
Obr. 62. Deska s plošnými spoji N204a tónu c



Obr. 63. Deska s plošnými spoji N204b tónů cis až h (1:1)



Obr. 64. Rozložení součástek na desce N204a (zmenšeno)



Obr. 65. Rozložení součástek na desce N204b (zmenšeno)

Tab. 9. Pořadí tónů a přivedené kvinty

Pole č.	Pořadí tónů	Přivedená kvinta
4	C	$g^2 g^3 g^4$
5	G	$d^2 d^3 d^4$
6	D	$a^2 a^3 a^4$
7	A	$e^2 e^3 e^4$
8	E	$h^2 h^3 h^4$
9	H	$fis^2 fis^3 fis^4$
10	FIS	$cis^2 cis^3 cis^4$
11	CIS	$gis^2 gis^3 gis^4$
12	GIS	$dis^2 dis^3 dis^4$
13	DIS	$ais^2 ais^3 ais^4$
14	AIS	$f^2 f^3 f^4$
15	F	$c^2 c^3 c^4 c^5$

li napětí +23 V, při němž je doznívání zrušeno.

Pozorný čtenář jistě postřehl, že se na kondenzátoru C_{22} a ostatních mění polarita napětí za provozu nástroje. Díky poměrně velkému odporu R_{52} se však kondenzátory nezničí. Jejich doba života byla spolehlivě ověřena na obou nástrojích (příloha AR 76), v nichž se při každodenním používání nástroje dodnes nevyskytla žádná porucha. Ztráta kapacity by se projevila kliksem a ostrým nasazením příslušných tónů. V nejtěžších provozních podmínkách, kdy je na sběrnici dozvuku +23 V, je na C_{22}, vzhledem k úbytku napětí na R_{52} za klidu jen +12 V. Po stisku klávesy přejde toto napětí s daným časovým zpožděním, potřebným k zániku kliksu, na −11 V. Toto záporné napětí nemůže být jakýmkoli právě nastaveným napětím na sběrnici dozvuku ovlivněno, stejně jako napětí emitoru T_7 (0,6 V), při němž je pracovní bod tranzistoru v oblasti nasycení a představuje sepnutý kontakt.

Za klidu (tranzistory zavřeny) je závěrné napětí na emitoru T_7 +1,2 V do +7 V (podle polohy přepínače dozvuku). Pracovní napětí kolektoru se jen málo liší od +3 V. Vstupní odpor je velmi malý, zesílení je menší než 1. V tomto režimu je vzhledem k uzemněné bázi „zahrazení" signálu velmi dobré i při vyšších provozních teplotách. Též odstup signál/hluk je v přijatelných mezích.

Součásti i funkce jsou u všech spínačů tranzistorové sběrnice identické. Odpor R_{30} a další odpory v přívodech signálů do emitorů jsou stejné (47 kΩ) u všech tónů až na sběrnici stopy $2^2/_3$' (T_{11}, T_{16}, T_{21}, T_{26}), kde je nutné výrazně potlačovat úroveň signálů nižších oktáv. Odpory v přívodech kvintových tónů se směrem k hlubokým tónům postupně zvětšují. Ostatní stopové výšky jsou celkově dynamicky vyváženy odpory R_{29}, R_{34}, R_{39}, R_{44}, R_{49}. To co platí o klasických varhanách, platí i u nástroje elektronického, který vždy představuje určité hudební „těleso". V zásadě dbáme, aby stopové výšky 8' a 4' nebyly hlasitější než stopy okrajové (16' a 2'). Dobře vyvážený nástroj má velmi příjemné, „kulaté", plně varhanově znějící pléno. Při opomenutí této maličkosti, která byla kdysi tajemstvím úspěchu stavitelů klasických varhan, se nevyhneme nepřirozenému a harmonice podobnému charakteru nástroje. Odpory na vývodech sběrnic mohou být vzhledem k výstupní impedanci spínačů od 2,2 do 6,8 kΩ.

Stejně jako melodická část jsou zapojeny spínače basové části T_{27} až T_{32}. Jenom odpory R_{112}, R_{115} jsou 18 kΩ, doznění nejhlubších basů je delší. Pro potřebu akordeonu se osadí pouze řada T_{27} až T_{30}. Celá doprovodná část je dvouhlasá. Tóny basů i akordů se spouštějí jedním kontaktem (zvedáním příslušných příklopek). Pro basy i akordy vystačíme s 24 kontakty. Potřebný výběr tónů pro stavbu akordů zajistí mechanická část harmoniky. Uspořádání tónů v doprovodné části akordeonu je v tab. 10 (Delicia Choral V). Vidíme z ní, že akordová část používá k získání dojmu plynulých přechodů hry stupnic tzv. lomené oktávy. Tím je zčásti zastřen sluchový vjem opakování stále stejné oktávy. Společně se stiskem basu jsou spouštěny i tóny, určené pro akordy (C_1, C + c^1, c^3 akordové). Tato skutečnost není příliš vhodná pro elektronické použití, mechaniku lze rozpojit, basy harmoniky v původním stavu jsou pak podstatně slabší. Vyzkoušeno bylo mnoho variant, především se zřetelem k tomu, aby nebyl nutný žádný zásah do mechanické části harmoniky kromě přidání kontaktů a připevnění svorkovnice. Kopírování harmonikové koncepce se třemi stopovými výškami v akordech a lomenou oktávou nebylo uspokojivé. V konečném provedení zůstala basová i akordová část elektroniky jen ve dvou stopách. Zachováme-li možnost samostatně úrovňově regulovat basy i akordy, z nichž je možná i spektrální úprava dvěma filtry, mechanická vazba basů s akordy zvukově splývá a za hry nepůsobí rušivě.

Nástroj jako elektronické varhany

Manuál s rozsahem kláves od C až c^4 lze přišroubovat k vrchnímu rámu nástroje, lze ho zvedat až do polohy, při níž může hráč stát. Ovládání zvukových změn je shodné s akordeonem (přepínáním stopových kombinací, pedálovým filtrem a úrovňovými regulátory). Elektronická část je s varhanním manuálem (stejně jako s akordeonem) spojena dvěma spojovacími 48žilovými kabely, na obou stranách ukončenými 48pólovými vidlicemi ze dvou svorkovnic WK 462 00. Všech 48 ohebných lanek lze umístit do pružné hadice o vnějším průměru 10 mm. Výstupní zásuvky v manuálu i akordeonu jsou sestaveny ze svorkovnic WK 465 10. Jedna dvojice je v manuálu melodické části, druhá v doprovodu.

Manuál je na stejném principu jako akordeon rozdělen na část basovou a melodickou. Dvouhlasá basová část pro levou ruku má rozsah kláves od C do e. Melodická část od f do c^4. Je pětihlasá. Pod všemi klávesami je společná sběrnice −12 V pro spínání tónů. Nejnižší oktáva f až e^1 má ještě další sběrničku, která je uzemněna a svým kontaktem při hře akordu spíná malý bubínek, je-li automat přepnut na řízení rytmu od kláves. Stejně je dvěma sběrnicemi vybavena i část basová C až e. Uzemňovaný dotek při stisku basu spíná velký buben. Vhodné provedení sběrnic c a kontaktů bylo již mnohokrát popsáno na stránkách AR a není ho tedy třeba popisovat podrobně.

Tranzistory T_{31}, T_{32} slouží k doplnění malé oktávy basové části (c, cis, d, dis, e) a pro samostatný elektronický akordeon nemusí být osazovány stejně jako nejvyšší tři tóny (ais^3, h^3, c^4). Z této univerzálně řešené tranzistorové spínací soustavy můžeme zhotovit nejrůznější varhany od nejmenších tříhlasých až po pětihlasé se dvěma manuály. Nepoužité části na desce s plošnými spoji prostě neosadíme. Konstruujeme-li dva manuály, ponecháme hlavní manuál s rozsahem kláves od f (případně c^1) do c^4. Spodní manuál můžeme realizovat od klávesy C do c^2, kde musíme využít i části akordové (T_{27}, T_{28}) spojením stopy 4' se stopou 16' a 8' se stopou 32'. Dostaneme tak rozsah tří oktáv pro spodní manuál, který ve dvou stopových výškách vyhovuje i náročným hráčům. Více stop v doprovodu nebývá běžně využito. Opakování nejvyšších tónů ve stopě 2', kterému se nevyhnou ani tovární výrobci, nepůsobí při hře rušivě. Bývá použita téměř vždy v kombinaci dalších stopových výšek.

Deska s plošnými spoji pro tón c je na obr. 62, 64. Ostatní desky bez IO_{33} pro tóny cis až h jsou na obr. 63 a 65.

Tab. 10. Pořadí příklopek akordů (nahoře) a basů (dole)

cis^1	c^1	dis^1	e^1	gis	fis	g	f^1	a	ais	h	d^1
cis^1	c^1	dis^1	e^1	gis^1	fis^1	g^1	f^1	a^1	ais^1	h^1	d^1
cis^3	c^3	dis^3	e^3	gis^2	fis^3	g^2	f^3	a^2	ais^2	h^2	d^3
CIS	D	DIS	E	F	FIS	G	GIS	A	AIS	H	C
CIS_1	D_1	DIS_1	E_1	F_1	FIS_1	G_1	GIS_1	A_1	AIS_1	H_1	C_1

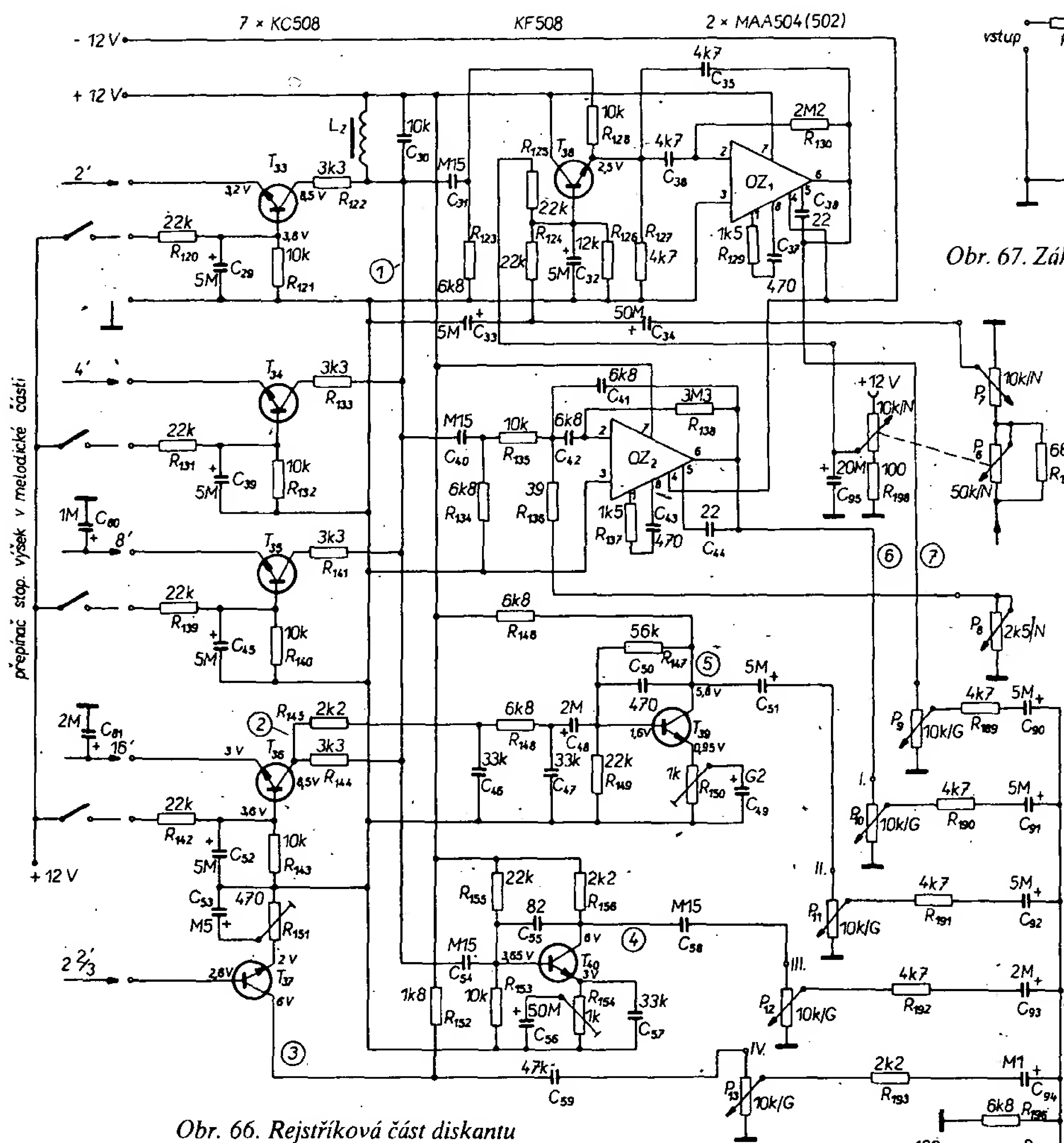
3. Rejstříková část

Na obr. 66 je zapojení spínačů stopových výšek a registrů melodické části. Mechanický řadič rejstříků je jak v basové, tak melodické části opatřen kontakty – přes ně se dostává stabilizované napětí +12 V na báze tranzistorů T_{33} až T_{36}, které pracují v režimu se společnou bází jako spínače. Zatěžovací odpor R_{122} je volen tak, aby se pracovní bod pohyboval v aktivní oblasti, aby byl komplexní signál sběrnice též zesilován. Pokud je U_B = 0, emitor i kolektor mají předpětí v závěrném směru, přívod signálu na společnou sběrnici je zahrazen. Dostatečně stabilní emitorové napětí spínačů (U_E = +3 V) je přiváděno společně se signály příslušných stopových výšek. Odpor R_{121} stabilizuje pracovní bod T_{33}, C_{29} odstraňuje přechodové jevy při přepínání kombinací. Funkce všech spínačů je identická.

Korekční obvod L_2, C_{30} společné sběrnice, nesoucí vybrané signály stopovou volbou, je připojen přímo na +12 V; kromě toho, že přivádí pracovní napětí pro spínače, upravuje zhruba spektrální složení signálu. Přenosová charakteristika tohoto filtru je zatlumením malou impedancí sběrnice plochá, $f_k \doteq 500$ Hz. Korekcí je výsledný signál „zkulacen" a dá se po zesílení tranzistorem T_{40} vyvést přes tahový potenciometr P_{12} (registr III). Poměrně malé kapacity vazebních kondenzátorů C_{54}, C_{58} i C_{57} v emitoru umožňují přenos vysokých tónů i jejich harmonických složek, C_{55} zabraňuje rozkmitání stupně v pásmu nad 20 kHz. Zesílení je možné nastavit odporovým trimrem R_{154}.

Korekční obvod *LC* nelze nahradit odporem, především pro velký úbytek napětí, který by na něm vznikal při hře oběma rukama na manuálu. Úbytek napětí je úměrný počtu zapnutých stop i hrajících tónů a vede až k uzavření spínačů. Při použití obvodu *LC* je stav ideální, při plénu je na sběrničce 10,6 V, po stisku čtyř kláves se napětí zmenší na 10 V. Stejně se zmenšuje napětí na kolektorech spínačů v závislosti na vstupní amplitudě signálu. Např. při zapnutém plénu (všechny 4 stopy) je U_C = 8 V. S počtem stisknutých kláves se úměrně zmenšuje. Při čtyřech znějících tónech je asi 6,2 V. Úměrně se samozřejmě zmenšuje i napěťové zesílení tranzistorových spínačů. Vhodnou volbou zatěžovacího odporu kolektoru bylo dosaženo účinného samočinného řízení úrovně komplexního signálu sběrnice. Je velkou výhodou při hře, když např. z pléna přepneme samotnou stopu 16' a nemusíme přidávat hlasitost výstupním regulátorem. Zásah samočinného řízení je vhodný i když ze hry v akordech přejdeme na jednohlasé sólo apod. Jako tlumivka s velkou indukčností byl použit budicí transformátor TVP Salermo (9WN 666 08, 24 Kčs). Zapojením obou vinutí transformátoru do série dosáhneme požadované indukčnosti 3 H. Všechny tlumivky v registrech jsou shodné.

Jako dolní propust pracuje zesilovač s tranzistorem T_{39} a příslušným registrovým obvodem, který simuluje zvuk flétny i jiné tzv. krýté nástroje. Přívod signálu na filtr *RC* (C_{46}, R_{148}, C_{47}) je odbočen z kolektoru spínače stopy 16' (T_{36}) odporem R_{145}, kde je signál větší asi o 8 dB. Kompenzuje se tím zeslabení signálu útlumem filtru. Vyšší stopy



Obr. 66. Rejstříková část diskantu

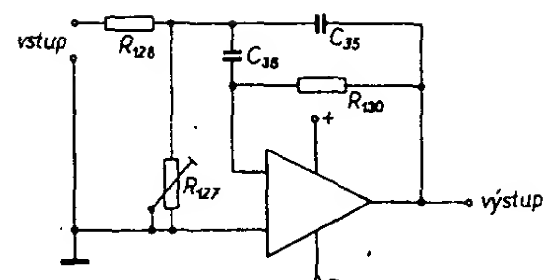
mívají v signálu menší úroveň (jako oktávové násobky základního tónu). Tím se dosáhlo výrazných barevných kombinací jenom změnami stopových výšek. Dobrý průchod nízkých kmitočtů podporuje záporná zpětná vazba, zaváděná odporem R_{147} a kapacitou C_{50} z kolektoru tranzistoru do báze. Potřebné zesílení lze nastavit neblokovaným odporem R_{150}. Kondenzátorem C_{51} je signál vyveden na tahový potenciometr P_{11} (registr II). Ke vstupním sběrnicím stopových výšek 8′ a 16′, které přivádějí signály do spínacích tranzistorů, jsou připojeny jako stopové korekce kondenzátory; ty zaoblují náběhové hrany impulsu a tím i „zakulacují" tóny. Exponenciální náběh a jeho spektrální složení je dáno kapacitami kondenzátorů C_{80}, C_{81}. Vzhledem k velmi malé vstupní impedanci T_{35}, T_{36} jsou kapacity v mezích 1 až 5 μF. Jejich použití není nezbytné. Kondenzátory s kapacitami 1 a 2 μF u nižších stop se ukázaly poslechovými zkouškami jako výhodné k dosažení co největších zvukových odstínů jenom přepínáním stopových kombinací. Vhodný charakter zvuku podle hrané skladby je třeba nastavit posuvnými registry předem a za hry používat pohotové přepínání stopových výšek sklopkami, případně pedál formantového glisanda (registr I).

Bylo již řečeno, že nástroj je vybaven jedinou, k základnímu signálu konzonantní sběrnicí, nesoucí signál stopové výšky 2 2/3′. Sběrnice vstupuje přímou vazbou do tranzistorového zesilovače T_{37}. Malými kapacitami kondenzátorů C_{53}, C_{59} je jeho přenosová charakteristika vhodnou horní propustí pro nejvyšší kmitočty. Zvukově napodobuje smyčcové nástroje. Úroveň smyčců se nastavuje předem podle potřeby potenciometrem P_{13} (registr IV). Vyvedení samostatnou cestou je výhodnější než společně s ostatními signály, kdy zaniká. V barevných kombinacích najde tak mnohem širší uplatnění.

Jak vyplývá z koncepce, využívá nástroj jak registrové syntézy, tak selektivního výběru harmonických složek signálu. Celá sestava těchto rejstříků připomíná jednoduchý ekvalizér se všemi jeho nepřebernými zvukovými variantami. Novým konstrukčním prvkem, kterým můžeme plynule měnit spektrální obsah komplexního signálu, je napětím řízený filtr (VCF). Představuje laditelnou pásmovou propust, osazenou operačním zesilovačem (MAA504 nebo MAA502) ve funkci aktivního selektivního zesilovače.

Prohlédněme si nejprve základní schéma vlastního selektivního zesilovače na obr. 67. Ve smyčce záporné zpětné vazby je obvod tvaru přemostěného článku T, tvořený kondenzátory C_{35}, C_{36} a odpory R_{127}, R_{130}. Výhodnou vlastností tohoto filtru je jeho snadná přeladitelnost v širokých mezích změnou jen jediného odporu (R_{127}). Obvod je dobře použitelný jako jednoduchá laditelná pásmová propust. Nahradíme-li ovládací prvek (proměnný odpor) prvkem elektronickým, můžeme rezonanční kmitočet filtru řídit změnou napětí. K tomuto účelu se používá např. polem řízený tranzistor jako proměnný odpor, vhodnější je však přeladovat filtr fotoodporem. Nevýhodou je náročnější mechanické provedení a menší provozní jistota.

Dobrých vlastností řídicího obvodu bylo dosaženo s tranzistorem KF508 (T_{38}). Tranzistor pracuje v režimu se společným kolektorem jako proměnný odpor. Při změně ovládacího napětí v rozmezí 0,2 až 12 V je změna odporu asi 40 až 2000 Ω (paralelním připojením k odporu R_{127}). Změna kmitočtu selektivního zesilovače je přibližně lineární

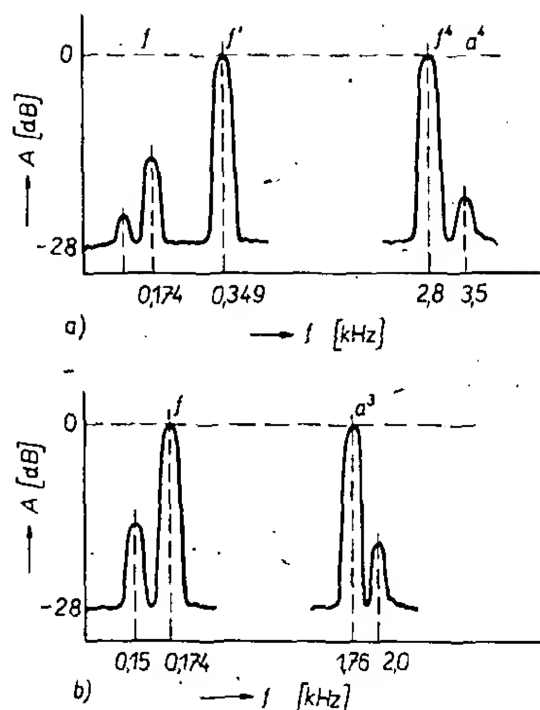


Obr. 67. Základní schéma selektivního zesilovače

v pásmu 300 Hz až 3 kHz. Charakteristika filtru a celá jeho pracovní oblast je na obr. 68. Vstupní cestou signálu je kondenzátor C_{31} a odpor R_{128}, odpor lze případně podle potřeby zvětšit (kdyby byl stupeň přemodulován). Na rezonančním kmitočtu f_r má filtr velké zesílení. Mezivrcholové výstupní napětí je až 1,2 V. Přitom je tvar výstupního signálu téměř sinusový i při vstupním třeba schodovitém průběhu. Mimo rezonanci filtr signály všech tvarů nemění (v úrovni od 50 do 100 mV) v celém pracovním rozsahu.

Řídicí napětí se do báze tranzistoru přivádí odporem R_{125} z dvojitého ladicího potenciometru P_6, připojeného na zdroj + 12 V. Odpor R_{126} zlepšuje stabilitu obvodu a C_{32} chrání citlivý vstup T_{38} před nežádoucími rušivými signály. Odporem R_{124} můžeme přivádět do báze infrazvukový kmitočet z potenciometru P_7, kterým nastavujeme hloubku modulace. Potřebná „dávka" je předběžně upravována průchodem přes druhou část potenciometru P_6 a R_{199}. Bez této úpravy modulačního signálu by byl obvod na nízkých kmitočtech přemodulován. Při ladění filtru směrem k vyšším kmitočtům se dávka modulačního napětí automaticky zvětšuje. Výsledný zvukový efekt se může výrazně měnit laděním pásmové propusti, volbou amplitudy i kmitočtu modulačního signálu a konečně i volbou výstupní úrovně, s jakou je směšován s ostatními signály. Mohou být simulovány nejrůznější varianty rotujících reproduktorů. Při nízkém kmitočtu modulačního signálu slyšíme tzv. katedrálový efekt. Vyšší kmitočet představuje kmitočtové vibráto. Při nastavení filtru do nejvyššího kmitočtového pásma se dají vytvářet i netradiční zvuky, podobné bublání vody, šumu větru a další.

Předností použitého napětím řízeného filtru je minimální potřebný počet pasívních prvků a snadné uvedení do chodu. Jen při některých typech OZ musela být změněna kapacita kondenzátoru kmitočtové kompenzace C_{38} tak, aby OZ neosciloval, což se projevuje pískáním (oscilace nad akustickým pásmem se projevují šumem nebo je OZ mikrofonický). V některých případech může (především) OZ_1 způsobit při vyladění na vyšší kmitočty slyšitelnost kliksů při stisku kláves. Signál kliksu se do operačního zesilovače dostane po rozvodu −12 V. V tomto případě lze uvedený jev odstranit filtrem z odporu asi 100 Ω a kondenzátoru 200 μF.

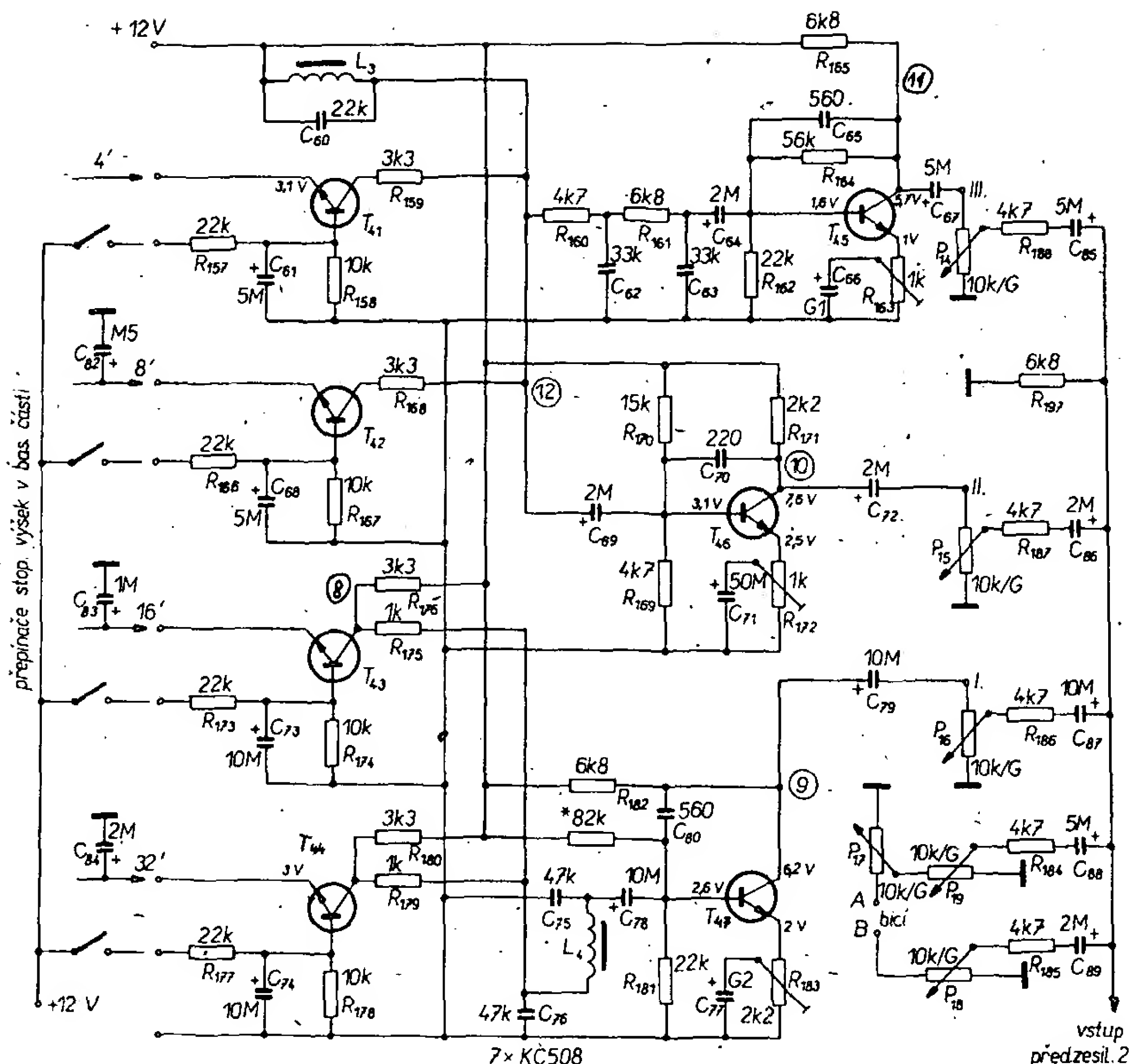


Obr. 68. Charakteristika filtru s OZ_1 (a) a OZ_2 (b)

Ke konstrukci plně vyhovují aktivní prvky druhé jakostní třídy tuzemské výroby. Nevýhodnou vlastností konstrukce je velký zisk operačního zesilovače na rezonančním kmitočtu (až 28 dB) a velmi úzké propouštěné pásmo (obr. 68). S výhodou však použijeme tyto filtry dva a navíc část signálu propustíme přímou cestou (P_{11}, P_{12}). Přidat můžeme i libovolnou dávku z kvintového rejstříku (P_{13}). Vhodná kompozice by měla odpovídat právě hrané skladbě.

Druhou laditelnou propustí je OZ_2 ve funkci selektivního zesilovače. V obvodu záporné zpětné vazby je použit též přemostěný článek T (větší kapacity i odpory). S ladicím potenciometrem P_8, 2,5 kΩ, je rozsah ladění asi od 200 Hz do 2 kHz. Při logaritmickém průběhu odporové dráhy potenciometru lze vyšší kmitočty nastavit pozvolněji. Výstup filtru je vyveden potenciometrem P_{10} jako registr I na společnou sběrnici vybraných, spektrálně korigovaných signálů. Na rezonančním kmitočtu je výstupní mezivrcholová úroveň signálu větší než 1 V, po zatlumení společnou sběrnicí nepřekročí však úroveň 400 mV. Ladicí potenciometr P_{10} filtru je umístěn v pedálu 2. Přívod k němu vede stíněným vodičem. Stejně jako VCF se i tento filtr výrazně podílí na výsledném zabarvení zvuku nástroje. Je ovládán levou nohou jako pedálový registr. Efekt je podobný formantovému glisandu nebo efektu „Wa-Wa". Ve vrchní části pedálu je umístěno přepínací tlačítko „OKTÁVA", které se často používá k velmi pohodlné ovladatelné změně výsledného charakteru zvuku, typického pro kryté nástroje. V klidové poloze tlačítka je nástroj laděn o jednu oktávu výše. Po přišlápnutí tlačítka dobře vynikají basové nebo sólové pasáže, hrané pravou rukou. Všechny signály z potenciometrů P_9 až P_{13} jsou oddělovacími odpory s příslušnými kondenzátory (C_{90} až C_{94}) odváděny společnou sběrnicí k zesílení v předzesilovači 1; R_{196} je zatěžovacím odporem sběrnice. Paralelně k němu je připojen fotoodpor (R_{195}), osvětlovaný žárovkou $Ž_1$. Změnami světelné intenzity v rytmu modulačního kmitočtu se mění odpor fotoodporu a koriguje tím amplitudovou obálku přítomného signálu. Trikové obvody, ovládající $Ž_1$, budou ještě podrobněji popsány.

Rejstříky doprovodné části nástroje (obr. 69) jsou vybaveny jen tím, co se v běžné praxi používá nejvíce. Řešení se zaměřilo na způsob, který by co nejméně zatěžoval hráče při hře manipulacemi s rejstříky. Zde se předem nastaví potřebné úrovně a během hry se mohou přepínat stopové kombinace. Výstupní hlasitost je ovládána společně s melodickou částí pravou nohou pedálem 4.



Obr. 69. Rejstříková část doprovodu

Obr. 70 a 71 jsou na další straně

Obvody basové části jsou shodné s diskantem a nepotřebují podrobnější popis. Účinek kondenzátorů stopových korekcí je třeba vyzkoušet, někdy nejsou nutné. Za zmínku stojí zapojení nejhlubších basů, které jsou po výběru v tranzistorových spínačích T_{43}, T_{44} zavedeny odpory R_{175} a R_{179} na společný rezonanční obvod, který je zapojen jako sériová pásmová propust s tlumivkou L_4 (9WN 666 08) a kondenzátory C_{75}, C_{76}. Přenosová charakteristika s plochým vrcholem asi na 150 Hz obsáhne všechny basové tóny a dodá potřebný zvukový charakter – podle zařazených stopových výšek se podobá smyčcové base nebo basové kytaře.

I zesilovač T_{47} musí být k přenosu dolní kmitočtové oblasti přizpůsoben, hlavně dostatečně velkými kapacitami kondenzátorů C_{77} až C_{79}. Pracovní bod se nastavuje odporem 82 kΩ. Výstupní signály z rejstříkové části doprovodu jsou vyvedeny na tři tahové potenciometry a dále příslušnými oddělovacími členy na společnou sběrnici.

Basová sběrnice není vybavena trikovými obvody. Proto na ni mohou být připojeny i výstupy A, B bicích nástrojů. Obě skupiny mají svůj regulátor úrovně na řídicím panelu (P_{18}, P_{19}). Skupina A se navíc dá ovládat pedálem 1 (P_{17}). Sběrnicí se dostanou signály na vstup předzesilovače 2.

Všechny součástky rejstříků obou částí jsou na jedné desce s plošnými spoji, která s dvojitým rámečkem obsazuje 16. a 17. pole vany. Uspořádání součástek je i přes značnou členitost přehledné (obr. 70 a 71). Celek nemusí být stíněn. Stíněny musí být spoje k úrovňovým potenciometrům, umístěným v řídicím panelu a pedálech. Stopové sběrnice jsou rovnoběžně propojeny holým drátem až do pole rejstříků. Dvojitý rámeček nese dvě 26pólové svorkovnice, na[1] které jsou vývody z plošných spojů vyvedeny izolovaným lankem. Pořadí přívodů není kritické, zapojíme je souhlasně se svorkovnicemi všech 12 polí. Při použití desky s plošnými spoji bez rámečků by se jako svorkovnice daly použít 2 ks typu WK 462 00.

Úrovně a průběhy tónových signálů jsou na obr. 72. Jsou pouze informativní, naměřené údaje se mohou lišit především v závislosti na parametru h_{21e} použitých tranzistorů. Spínací tranzistory ve vzorku měly $\beta = 250$ až 350, pro tranzistory ve funkci zesilovačů byly vybrány kusy s $\beta = 400$ až 500. Naměřené údaje platí pro jeden tón ve střední části rozsahu. V melodické části jsou to většinou úrovně při stisknuté klávese c^2 a stopové výšce 8'. V doprovodné části byl stisknut základní bas c. Stopová výška je udána.

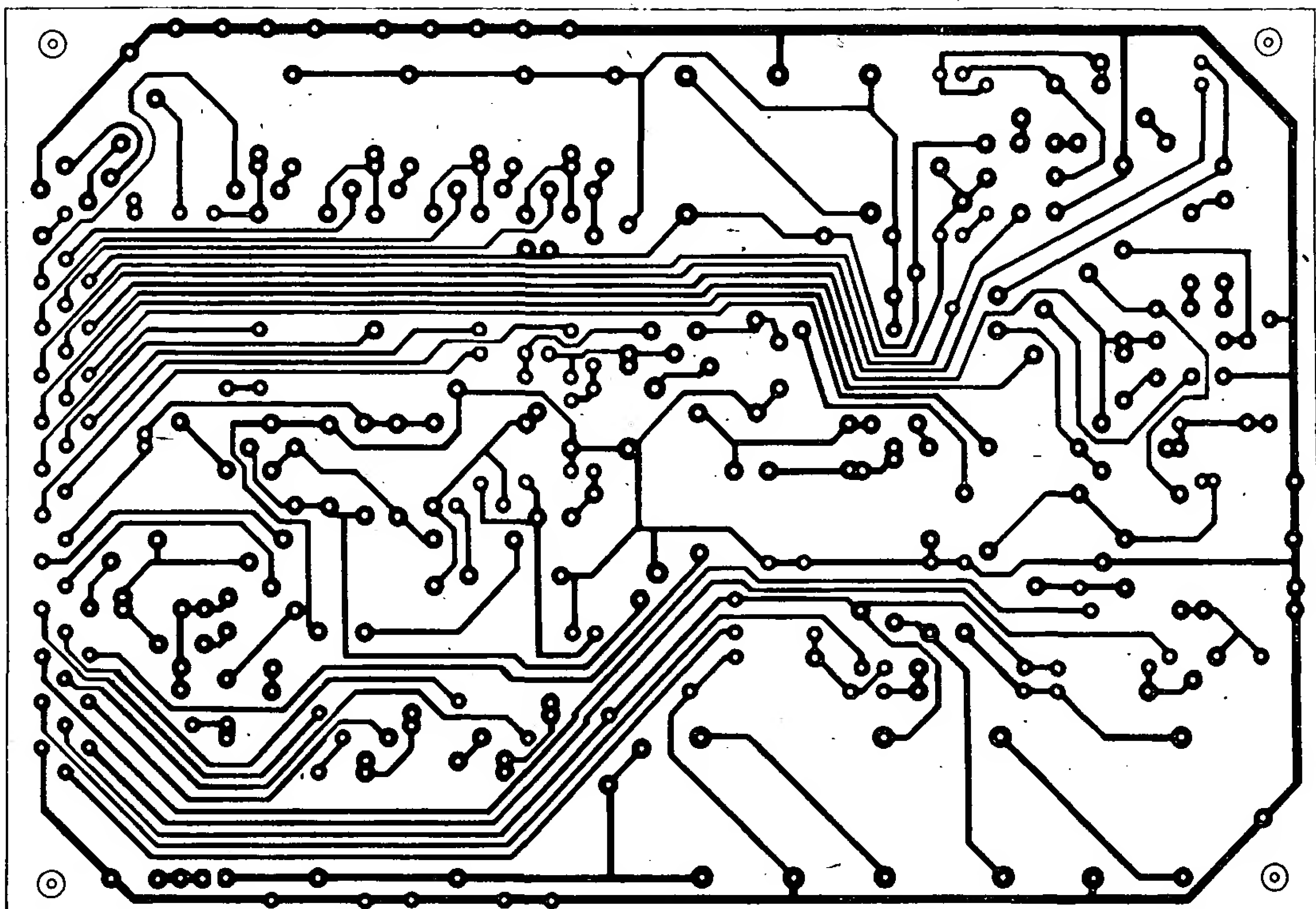
①	>50 mV	klávesa c^2	stop. výška 8'
②	35 mV (125 mV 16')	c^2	8'
③	1,8 V	c^2	8'
④	300 mV	c^2	8'
⑤	400 mV	c^2	16'
⑤	100 mV c^2 8' ⑤ 125 mV	c^2	4'+2'
⑥	f_0 12 V	c^2	8'
⑦	f_0 1,3 V	c^2	8'
⑧	70 mV	bas C	16'
⑨	1,5 V	bas C	16'
⑩	350 mV	bas C	8'
⑪	250 mV	bas C	8'
⑫	75 mV	bas C	8'

Obr. 72. Úrovně a průběhy signálů v registrech

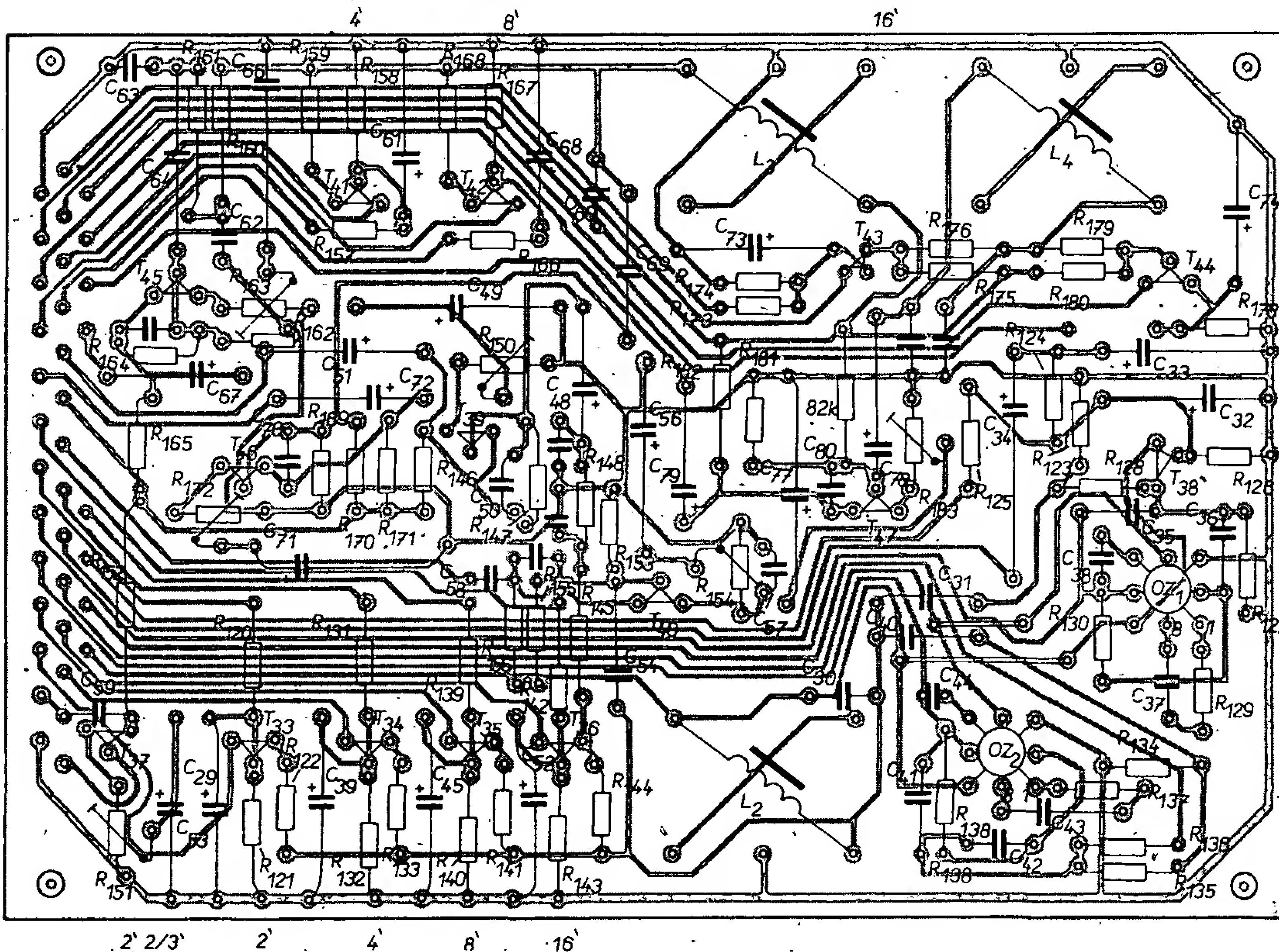
4. Trikové obvody

Tremolo, klavírový efekt a sustain jsou zpracovávány v prostém společném obvodu podle obr. 73.

Sledujme nejprve cestu, kterou se řídí doba doznění, nazývanou též sustain. Tento efekt je umožněn systémem tranzistorové spínací soustavy, kde je k tomuto účelu společná sběrnice s napětím 0 až 23 V. Druhy triků volíme šestipolohovým přepínačem $Př_{1a}$. Děličem ze zdroje +30 V a odpory R_{209}



Obr. 70. Deska s plošnými spoji N205 rejstříků (1 : 1)

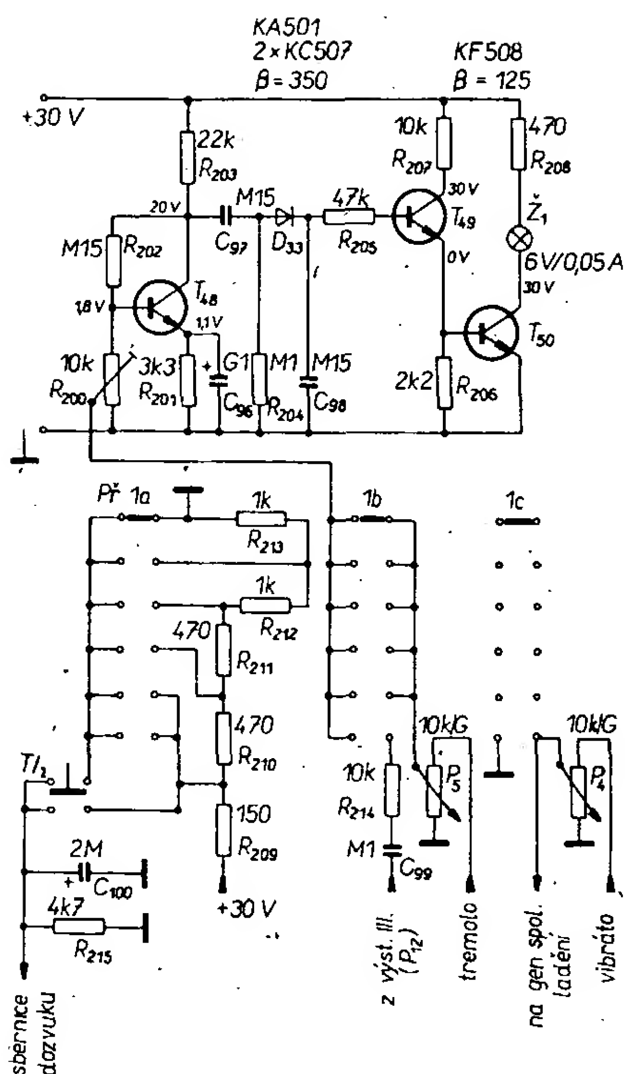


Obr. 71. Rozložení součástek na desce N205 (1 : 1)

až R_{213} a Př$_{1a}$ dostaneme na sběrnici dozvuku některé ze zvolených napětí 0, 6, 11, 15 nebo 23 V. Čím větší napětí na sběrnici bude, tím kratší bude doznívání. Tlačítkem Tl$_2$, umístěným v pedálu řízení hlasitosti (pedál 4), můžeme nastavené doznívání rušit přepnutím Tl$_2$ na napětí 23 V. Kondenzátor C_{100} zabraňuje případnému vzniku přechodových jevů, R_{215} zatěžuje sběrnici při přepínání. Odpory děliče jsou dimenzovány pro zátěž 2 W, proud samotné sběrnice je asi 100 mA (při vykráceném dozvuku). Pro Tl$_2$, stejně jako pro *ostatní tlačítka*, ovládaná nohou, jsou vhodné malé mezery mezi kontakty a delší pružiny, umožňující lehké a rychlé přepnutí. V páté poloze Př$_{1a}$ je doznívání vyřazeno, nástroj je schopen nejrychlejší hry.

Všemi pěti polohami části *b* přepínače Př$_1$ je veden z infrazvukového generátoru modulační signál tremola na vstupní odporový trimr R_{200} společného trikového obvodu. Hloubka modulace je řízena z panelu potenciometrem P$_5$. Vhodný kmitočet modulačního signálu nastavíme odporovým trimrem R_{13} v poli 1. Tranzistor T$_{48}$ v zapojení se společným emitorem má funkci předzesilovače. Po zesílení je signál veden kondenzátorem C_{97} na diodu D$_{33}$ a pak odporem R_{205} na bázi T$_{49}$, dále z jeho emitoru přímou vazbou na bázi T$_{50}$ výkonového stupně se žárovkou Ž$_1$. Tranzistory T$_{49}$ a T$_{50}$ jsou za klidu uzavřeny. Po příchodu modulačního signálu se usměrněné napětí na katodě D$_{33}$ zvětšuje. Dosáhne-li asi 2 V, bude (po úbytku na odporu R_{205}) napětí U_B = 1,6 V, kterým je již T$_{49}$ otevřen. Na jeho emitoru bude napětí asi 1 V, to otevírá T$_{50}$ až do oblasti nasycení. Na jeho kolektoru se napětí zmenší téměř na nulu a žárovka Ž$_1$ svítí nejvíce. V rytmu modulačního kmitočtu osvětluje fotoodpor R_{195}, umístěný v tmavé komůrce na desce s plošnými spoji trikových obvodů (obr. 75). Vhodnou hloubku modulace volíme sériovým odporem R_{194} (lze ho i vypustit).

V poloze *6* přepínače Př$_1$ se vytváří modulační obálka signálu, způsobující jev, podobný náběhu tónu klavíru, případně xylofonu apod. Řídicí signál je pro tento účel odebírán z rejstříkové části diskantu výstupu III (P$_{12}$). Je veden oddělovacím kondenzátorem C_{99} a odporem R_{214} na bázi T$_{48}$. Za klidu zůstávají T$_{49}$ a T$_{50}$ uzavřeny. Po stisku klávesy přichází tónový signál, je zesílen tranzistorem T$_{48}$ a usměrněn diodou D$_{33}$. Čas potřebný k nabití C_{98} a tepelná setrvačnost Ž$_1$ zpozdí rozsví-

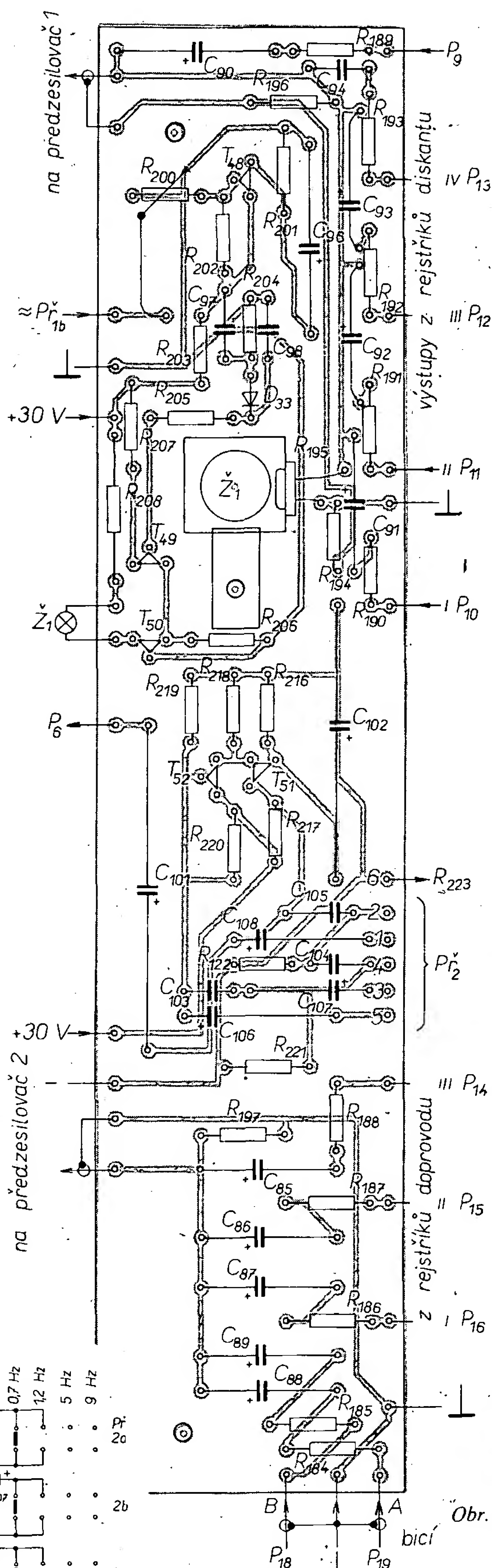


Obr. 73. Trikové obvody

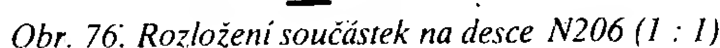
cení žárovky. Účinkem světla se zmenší odpor fotoodporu R_{195}. V nástroji je použit WK 650 60, jehož odpor se mění za provozu asi od 0,1 MΩ do 100 Ω. Zatlumení sběrnice se zvětšuje se zmenšujícím se odporem a trvá po celou dobu, po níž je stisknuta klávesa.

Splníme-li při hře všechny podmínky, vyplývající z funkce obvodu, bude i tento efekt velmi působivý. Použít ho lze u skladeb rychlých, rytmických. Hrajeme technikou jako u klavíru – staccato. To znamená, že tóny musí znít co nejkratčeji. Vstupní dávku řídicího signálu nastavíme při zapnutém plénu odporovým trimrem R_{200} (případně měníme R_{214}). Obvod je nastaven tak, že přepnutím sklopky na stopovou výšku s menší úrovní signálu již trikový obvod nepůsobí, což umožňuje pohodlně změnit „klavír" na varhany. Má-li se zvuk nástroje podobat zvuku klavíru, musí být vibráto, tremolo a sustain vypnuty. Všechny tyto úkony lze vykonat současně přepnutím $Př_1$ do polohy *6*.

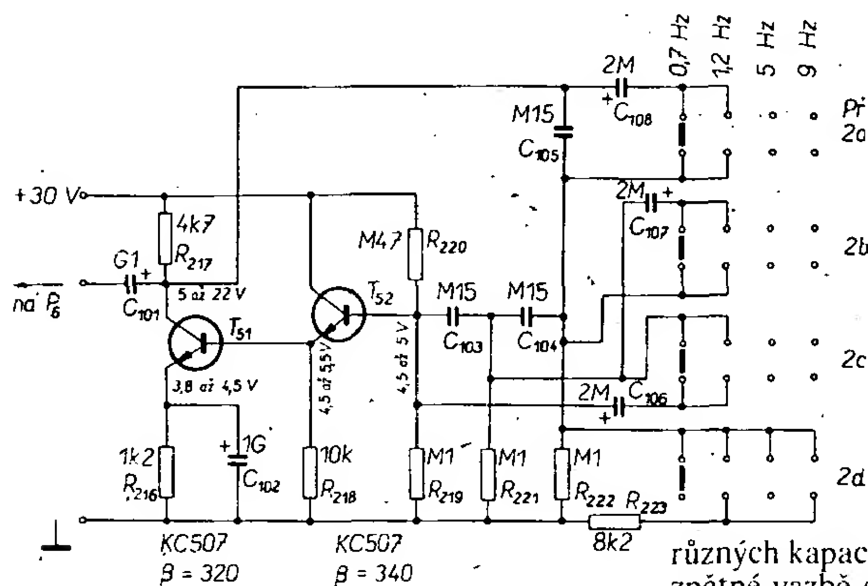
Na společné desce s plošnými spoji (obr. 75 a 76) je umístěn i generátor modulačního signálu pro řízený filtr OZ_1, určený k vytváření efektů rotujících reproduktorů. Požadavek velkého výstupního napětí harmonického signálu je splněn připojením obvodu na napětí zdroje +30 V ($U_{výstmv}$ = 10 V). Zapojení generátoru modulačního signálu je na obr. 74. Kmitočet se volí $Př_2$ ve čtyřech stupních (0,7, 1,2, 5 a 9 Hz) zařazováním



Obr. 75. Deska s plošnými spoji N206 trikových obvodů (1 : 1)



Obr. 76. Rozložení součástek na desce N206 (1 : 1)



Obr. 74. Generátor modulačního signálu pro VCF

různých kapacit a odporů fázovacích členů ve zpětné vazbě generátoru *RC* (T_{51}, T_{52}). Rotační systémy používají nejvíce dvě rychlosti: 0,8/s (pomalu – chorál), 15 až 18 s (rychle – tremolo). Použitá rychlost má velký vliv na výsledný zvukový dojem.

Zapojení pracuje bez potíží, kritický je jen odpor R_{220}, jímž se nastavuje pracovní režim tranzistorů T_{51}, T_{52}. Výstupní signál generátoru je veden vazebním kondenzátorem C_{101} přímo na P_6 (řízení hloubky modulace VCF). Kondenzátory C_{101} a C_{102} musí mít poměrně velké kapacity, neboť jinak by obvod na nejnižších kmitočtech nekmital. Společná deska s plošnými spoji (obr. 75) je umístěna



Obr. 77. Řízení rytmu

ěsně za tahovými potenciometry (registry) / řídicím panelu a nese též oddělovací odpory ı kondenzátory obou výstupních sběrnic. Zespodu je k desce přilepena „temná komůr-ka" s otvorem pro fotoodpor. Shora je / desce otvor pro žárovku a šroubek M3, nesoucí držák žárovky.

5. Řízení rytmického doprovodu

Zvolená koncepce umožňuje spouštět bicí nástroje ručně osmi tlačítky, umístěnými na skříni, nebo elektronicky – metronomem. Nelze-li upotřebit žádnou variantu ze sedmi možných rytmů, je možno spouštět bubny basovými knoflíky akordeonu nebo ve varhanním manuálu pomocí sběrnic pod klávesami nejnižších oktáv (používá se hlavně ve skladbách se změnami tempa).

Zapojení celé řídicí jednotky je na obr. 77. Řídicí generátor s tranzistory T_{53}, T_{54} je zdrojem napětí pravoúhlého průběhu, jehož kmitočet lze řídit v širokém rozsahu potenciometrem P_{20}, udávajícím tempo. Zapojení je symetricky astabilní klopný obvod, který je dostatečně teplotně i kmitočtově stabilní, je-li napájen ze zdroje stabilizovaného napětí. Jediný kondenzátor obvodu C_{109} musí být kvalitní, ve vzorku je použit typ REMIX 7105, 2 µF/60 V. Diodou D_{34} zavádíme řídicí obdélníkovité impulsy do kaskády dvou IO (IO_{34}, IO_{35}). Odpor R_{229}, zapojený paralelně k diodě, zvětšuje spolehlivost spouštění prvního z děličů. Bez odporu je v bodě 3 úroveň 1,8 V, s odporem 2,8 V.

Signály z IO_{34}, IO_{35} jsou spouštěny po výběru přepínačem $Př_3$ tři bicí nástroje základního rytmu (skupina A). Různých rytmických kombinací jsme původně vytvořili celou řadu (včetně rytmů synkopovaných), ponechali jsme však pro jednoduchost jenom ty nejpotřebnější. Praxe ukázala, že postačí téměř pro všechny účely hlavně v taneční hudbě. Při skladbách se změnou tempa přepneme $Př_3$ do polohy *8*, v poloze *7* $Př_3$ (3/4 takt) je použita dioda D_{35}, která zkracuje cyklus čítače. V tomto nenáročném zapojení pracuje dioda naprosto spolehlivě, i když toto použití výrobce pro ni nedoporučuje. Diodou proteče jen velmi krátký proudový impuls asi 36 mA vždy při třetím úderu malého bubínku. Doba života diody ani integrovaných obvodů není ohrožena.

D_{36} vyvádí impulsy pro metličky, D_{37} pro malý bubínek, D_{38} pro velký buben. Odporem R_{231} je zaveden do báze T_{55} impuls k rozsvícení žárovky $Ž_2$, která signalizuje bliknutím úder velkého bubnu. Kolektory obou tranzistorů (T_{55}, T_{56}) jsou napájeny ze zdroje 30 V. Odporem R_{231} (47 kΩ až 1 MΩ) se nastavuje potřebný jas žárovky. Tranzistor T_{55} zůstává po dobu řídicího impulsu otevřen, kondenzátor C_{110} je vybit. Při změně impulsu na úroveň log. 0 se uzavře T_{55}, pracující ve funkci spínače, kladné napětí na jeho kolektoru se zvětší na 30 V a kondenzátor C_{110} se rychle nabije. Jeho nabíjecí proud, usměrněný diodou D_{39}, otevírá na okamžik T_{56} a žárovka blikne. Při příchodu kladného impulsu se C_{110} opět vybije, žárovka neblikne (D_{39} je polarizována v opačném směru). To souhlasí se spínáním jednotlivých bicích nástrojů, které jsou uváděny v činnost jen při změně impulsu z log. 1 na log. 0. Při vypnutém metronomu jsou všechny nástroje spouštěny uzemňováním vstupní svorky.

Zbývá se zmínit o funkci přepínače $Př_2$, kterým jsou přiváděny vstupy pěti nástrojů skupiny B k přepínacímu tlačítku Tl_3, které je v pedálu řízení hlasitosti bicí skupiny A. Sešlápnutím Tl_3 můžeme přepínačem zvolený nástroj vkládat do doprovodu i při tacetu bicí skupiny A. Nejčastěji to bývá činel. V sedmé poloze $Př_2$ můžeme střídavě bubnovat velkým i malým dřevem, nebo v poloze 8 bongy. Tlačítko Tl_3 je stejné jako ostatní tlačítka v pedálech nástroje (s lehkým stiskem a malými mezerami mezi kontakty).

Deska s plošnými spoji metronomu je na obr. 78 a 79. Na desce jsou upevněny i oba přepínače včetně žárovky. Deska je pak jako celek přišroubována dvěma šroubky M3 k řídicímu panelu.

Tab. 11 přehledně ukazuje použití a možnosti bicích nástrojů skupiny A.

6. Elektronické bicí nástroje

Zapojení bicích nástrojů skupiny A je na obr. 80. Velký buben je spínán připojením ke kostře nebo impulsy z klopných obvodů přes odpor R_{235}. Zdrojem zvuku je vybití kondenzátoru C_{111}, podílí se i C_{112}, ten však především omezuje nepříjemný kliks. Výsledný charakter zvuku ovlivňuje odpor R_{237} a obvod s tranzistorem T_{57} (jako aktivní filtr zastává funkci selektivní pásmové propusti). Charakteristická kmitočtová oblast nástroje, jeho ladění i velikost je dána výběrem pasívních prvků přemostěného článku T,

Obr. 78. Deska s plošnými spoji N207 metronomu (1 : 1)

Obr. 79. Rozložení součástek na desce N207 (zmenšeno)

Tab. 11.

Př.	Takt	Notace	Rytmický doprovod
1	4/4	2, 1	metronom
2	4/4	3, 2, 1	passo doble 4/4
3	4/4	3, 1	rock'n roll, boogie, blues, swing, foxtrot
4	4/4	3, 2, 1	twist, cha-cha, quick step
5	2/4	3, 2, 1	schuffle, foxtrot swing
6	2/4	2, 1	polka
7	3/4	2, 1	passo doble 3/4, valtz
8	3/4	2, 1	od akordů od basů aut. vyp.

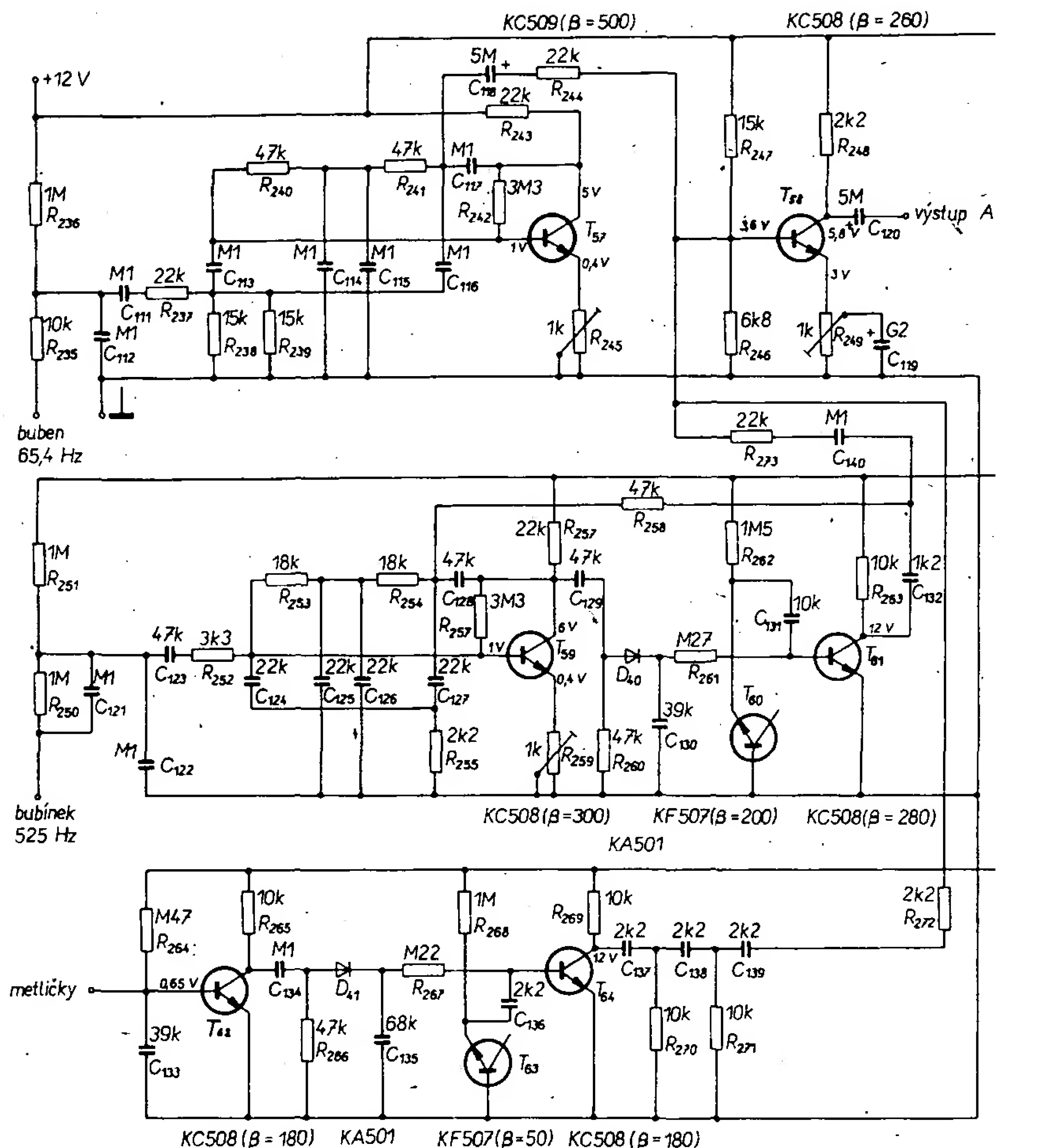
3. metličky (♩)
2. bubínek
1. buben

zapojeného ve smyčce záporné zpětné vazby. Délku doznění nastavíme odporovým trimrem R_{245}. Výstup amplitudově i kmitočtově korigovaného signálu je veden oddělovacími členy C_{118} a R_{244} na společný zesilovač s tranzistorem T_{58}.

Malý bubínek je zapojen ve vstupní části shodně s velkým. Ve vstupním obvodu má navíc R_{250} a paralelní kondenzátor C_{121}. Tato dvojice zajišťuje „čistotu" sepnutí kontaktu. Přechodové jevy při nejistém sepnutí kontaktů se mohou totiž projevovat praskáním. Jsou-li kontakty z poniklovaných strun a je-li dostatečný spínací tlak, může C_{121} odpadnout, R_{250} je potom 4,7 kΩ. Stejně čisté je i spínání impulsy z klopných obvodů. Aktivní filtr s tranzistorem T_{59} je naladěn do kmitočtové oblasti kolem 525 Hz. Ostrost náběhu ovlivňuje R_{252}, délku doznění R_{259}. Oddělovacím obvodem R_{258}, C_{140}, R_{273} je vyveden signál, způsobující zvuk malého bubínku s odklopeným struněním, na společný zesilovač. Ve funkci spínače se společným emitorem pracuje tranzistor T_{61}. Je spouštěn signálem, přivedeným kondenzátorem C_{129} na diodu D_{40}. Usměrněné napětí otevírá cestu šumovému signálu, který vyrábí tranzistor T_{60}. Obvod simuluje strunění.

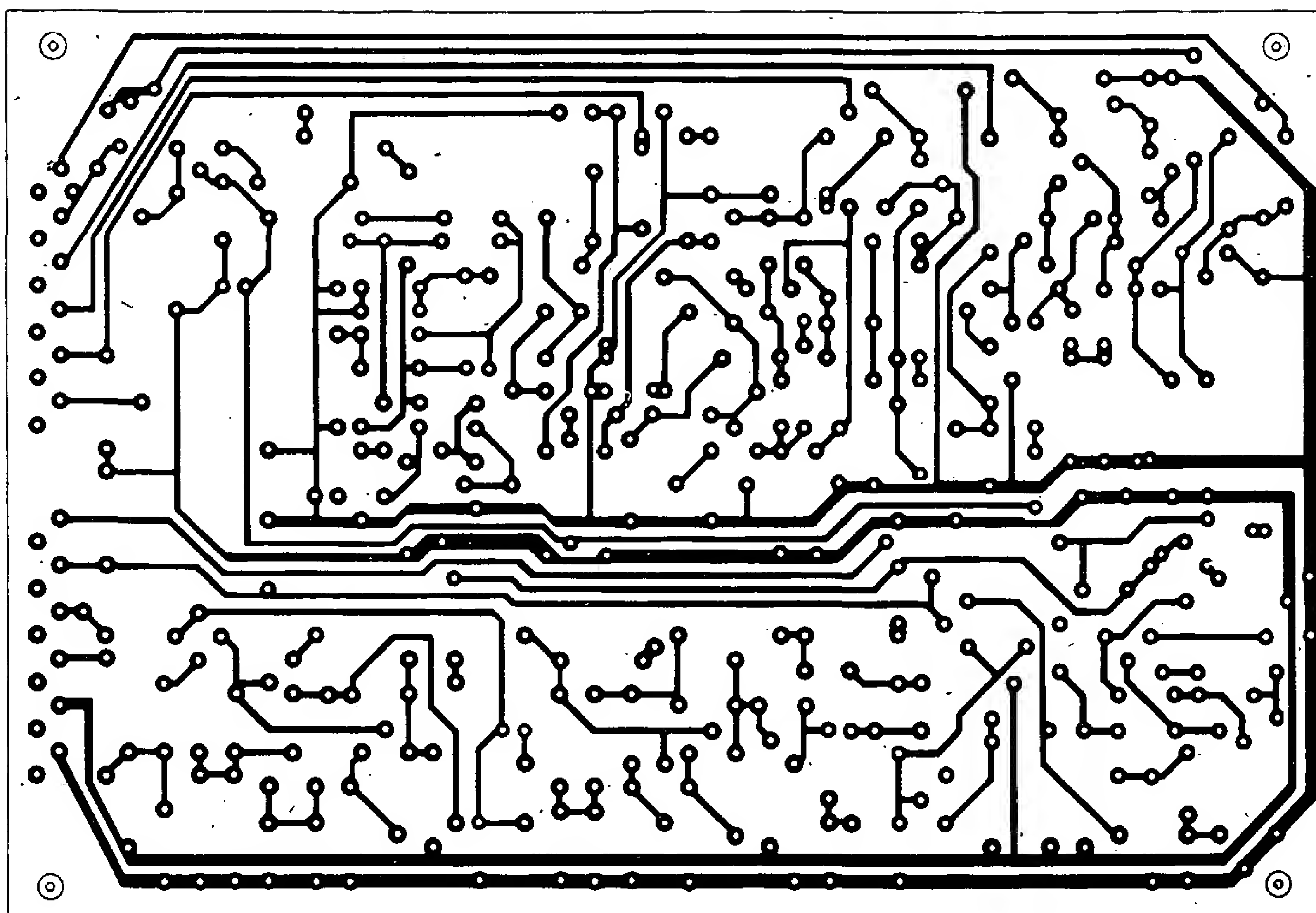
Generátorem šumu je přechod báze-emitor tranzistoru KF507, připojený v nepropustném směru odporem R_{262} na napětí zdroje. Tranzistor typ KF507 byl vybrán proto, že intenzívně šumí téměř každý (opakem jsou tranzistory řady KC), u některých se šum blíží bílému šumu, ovšem se značně menší intenzitou. Zesílení i úpravu obálky provede T_{61}. Kondenzátorem C_{132} je korigovaný šumový signál směšován se základním signálem. Potřebnou dávku k otevření T_{61} lze nastavit volbou kapacity kondenzátoru C_{129} (22 až 47 nF). Délku doznění (kondenzátorem C_{130}) volíme krátkou, zvuk je ostrý a rytmicky efektní.

Metličky jsou ovládány uzemněním báze tranzistoru T_{62}, který je za klidu odporem R_{264} držen v sepnutém stavu, U_C se blíží 0. V opačném stavu se nabíjením kondenzátoru C_{134} otevírá T_{64} se stejným šumovým generátorem jako u bubínku. Obálka výstupního signálu je dána rychlým otevřením T_{64} a délka doznění jeho pozvolným uzavíráním podle kapacity kondenzátoru C_{135}. Výstupní signál je filtrem, zdůrazňujícím vyšší kmitočty, vyveden odporem R_{272} na společný zesilovač.

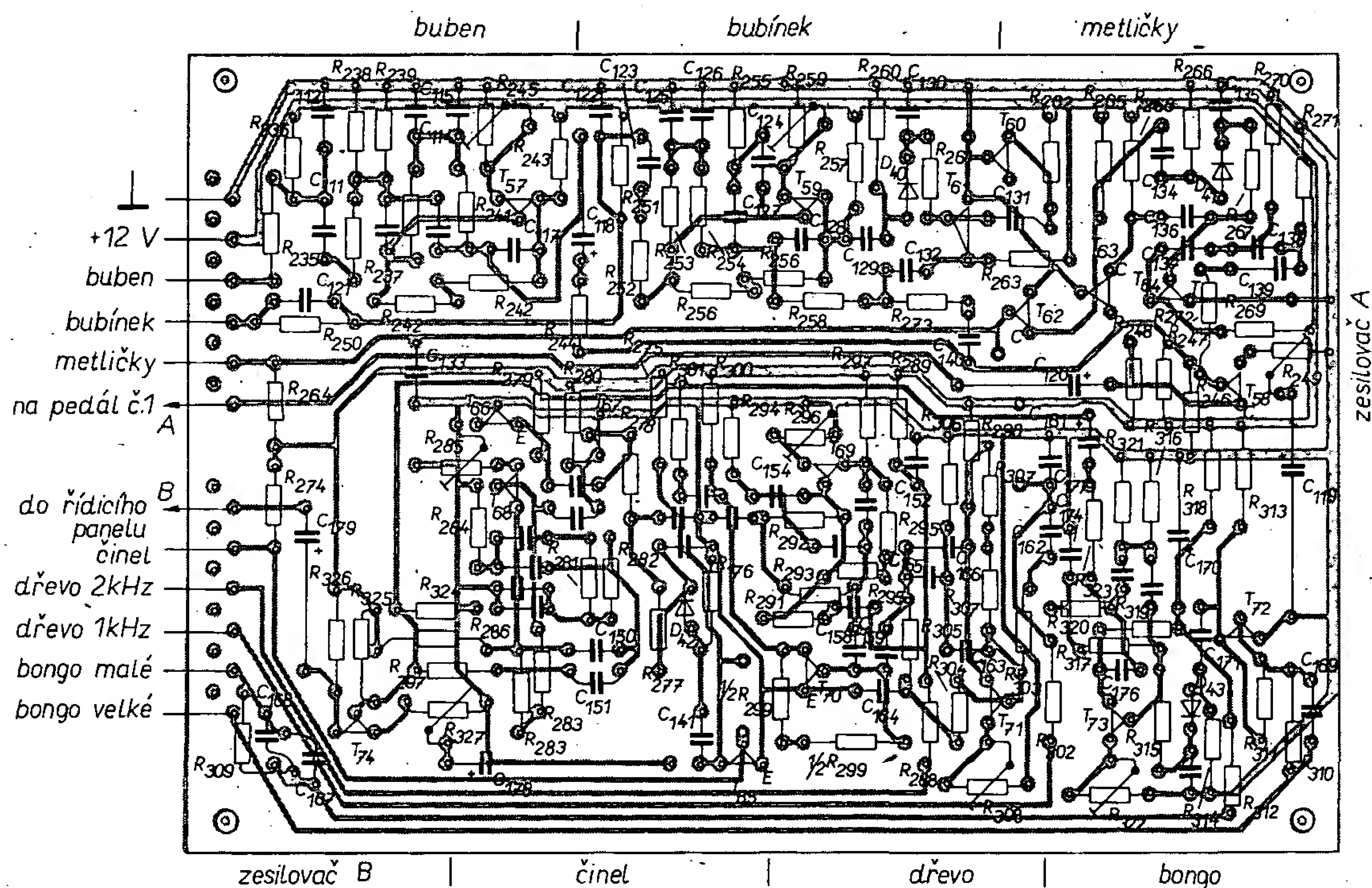


Obr. 80. Bicí nástroje, skupina A

Obr. 81. Bicí nástroje, skupina B



Obr. 82. Deska s plošnými spoji N208 bicích nástrojů (1 : 1)



Obr. 83. Rozložení součástek na desce N208 (zmenšeno)

Ani u metliček nemusíme tranzistor pro zdroj šumu příliš vybírat. Stačí co nejintenzívnější hrubý šum. Délku doznění volíme jen o málo delší než u bubínku. Kondenzátor C_{133} použijeme jen při nahodilém spouštění metliček nežádoucími signály při dlouhých přívodech k tlačítkům, které nejsou u žádného bicího nástroje stíněny. Výjimkou je stíněný spoj z výstupu společného zesilovače T_{58}, který vede až k potenciometru P_{17}, umístěném v pedálu 1. Odporovým trimrem R_{249} nastavíme požadovanou výstupní úroveň signálů bicích nástrojů skupiny A.

Bicí nástroje skupiny B, které se ovládají tlačítky a doplňují základní skupinu A, jsou na obr. 81. Vstupní obvod činelu je funkčně shodný s metličkami. Navíc musí být odstraněny všechny ostatní rušivé zvuky (kliksy) filtrem z kondenzátorů C_{142}, C_{143} a odporu R_{277}. Současně je obvodem vhodně prodloužen čas doznění. Tranzistor T_{66} vybereme pečlivě, jeho šum se musí co nejvíce blížit bílému šumu. T_{67} ve funkci spínače i zesilovače definuje tvar obálky. Z jeho kolektoru je odváděn signál kondenzátorem C_{145} na aktivní filtr T_{68}, kde je upraven bohatý spektrální obsah šumového signálu do vhodné kmitočtové oblasti akustického pásma. Experimentálně bylo stanoveno poslechovými zkouškami, že nejvhodnější je kmitočtová oblast kolem 5 kHz (zvuk měkkého, středně velkého činelu).

Zvuk znějících dřev (wood block) imituje obvod s tranzistorem T_{69} ve funkci aktivního filtru. Zpracovává signál nedefinovaného kmitočtového spektra, vzniklý rychlým vybitím kondenzátorů C_{152}, C_{153} a přechodovými jevy. Ostrost náběhu je možné v širokých mezích ovlivňovat odporem R_{291}, délku doznění lze nastavit odporovým trimrem R_{296}. Výška zvuku a rozměr nástroje je dán rezonančním kmitočtem selektivního obvodu. Hlubší zvuk vyrábí identický obvod s tranzistorem T_{71}. Střední kmitočet tohoto filtru je asi 1 kHz. Může být laděn i níže, zvukové kontrasty budou výraznější. Signály obou částí jsou vyvedeny kondenzátory C_{158} a C_{159} na bázi T_{70} (společný zesilovač a tvarovač).

Zvuky bonga simuluje obvod osazený tranzistory T_{72} a T_{73}. Velikost a typický zvuk určuje pásmová propust (aktivní filtr s delším dozněním), naladěná asi na 160 Hz. Ještě rozměrnější nástroj může být laděn již od 100 Hz. Nastavením odporového trimru R_{322} se mění zvukový charakter i délka doznění. Zvuk menšího nástroje je napodobován vybitím kondenzátoru C_{170} vybíjecím odporem R_{312}. Obvod C_{167}, C_{168}, R_{309} odstraňuje praskání při nejistém kontaktu se zemí, k dosažení čistoty zvuku je nutný i obvod R_{310}, C_{169}. Oddělovacími členy R_{323}, C_{177} je vyveden signál na bázi společného zesilovače skupiny B, osazeného tranzistorem KC508 (T_{74}). Z jeho kolektoru vycházejí společně signály všech tří nástrojů přes kondenzátor C_{179} na potenciometr P_{18}, umístěný v řídicím panelu.

Všechny bicí nástroje jsou na jedné desce s plošnými spoji (obr. 82 a 83).

(Dokončení v AR B2/79)

DOBŘE vidět

DOBŘE slyšet

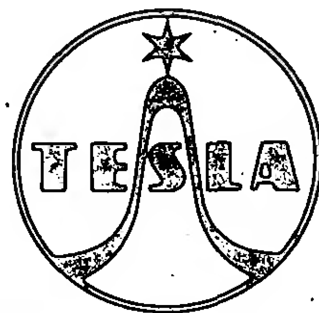
SVÉ MÍSTNÍ PODMÍNKY PŘÍJMU TV POŘADŮ MŮŽETE ZLEPŠIT VHODNOU ANTÉNOU, PŘEDZESILOVAČEM, POPŘ. DALŠÍMI ZPŮSOBY. VYBERTE SI, OBJEDNEJTE U NÁS NA KORESPONDENČNÍM LÍSTKU A MY VÁM POŠLEME NA DOBÍRKU AŽ DO BYTU:

TELEVIZNÍ ANTÉNY

M 4 4 – širokopásmová – pro 6.–12. kanál	105 Kčs	GL 1028 – 10 prvků – pro 26.–30. kanál	120 Kčs
M 5 – širokopásmová – pro 6.–12. kanál	135 Kčs	GL 1033 – 10 prvků – pro 31.–35. kanál	120 Kčs
KL 0301 – 3 prvky – pro 1. kanál	203 Kčs	GL 1038 – 10 prvků – pro 36.–40. kanál	115 Kčs
KL 0302 – 3 prvky – pro 2. kanál	220 Kčs	GL 1043 – 10 prvků – pro 41.–45. kanál	115 Kčs
KL 0501 – 5 prvků – pro 1. kanál	295 Kčs	MY 12 24 – 12 prvků – pro 24.–29. kanál	150 Kčs
KL 0502 – 5 prvků – pro 2. kanál	275 Kčs	MY 12 30/35 – 12 prvků – pro 30.–35. kanál	150 Kčs
GL 1407 – 14 prvků – pro 6.–9. kanál	285 Kčs	MY 19 24/29 – 19 prvků – pro 24.–29. kanál	230 Kčs
GL 1411 – 14 prvků – pro 9.–12. kanál	280 Kčs	MY 19 30/35 – 19 prvků – pro 30.–35. kanál	230 Kčs
GL 0624 – 6 prvků – pro 21.–25. kanál	93 Kčs	GL 2024 – 20 prvků – pro 21.–25. kanál	275 Kčs
GL 0628 – 6 prvků – pro 26.–30. kanál	93 Kčs	GL 2028 – 20 prvků – pro 26.–30. kanál	270 Kčs
GL 0633 – 6 prvků – pro 31.–35. kanál	93 Kčs	GL 2033 – 20 prvků – pro 31.–35. kanál	260 Kčs
MY 5 24 29 – 5 prvků – pro 24.–29. kanál	110 Kčs	GL 2038 – 20 prvků – pro 36.–40. kanál	260 Kčs
MY 5 30/35 – 5 prvků – pro 30.–35. kanál	110 Kčs	GL 2043 – 20 prvků – pro 41.–45. kanál	250 Kčs
GL 1024 – 10 prvků – pro 21.–25. kanál	120 Kčs	VKV CCIR – BL 906	275 Kčs

Pište na adresu:

ZÁSILKOVÁ SLUŽBA TESLA,
náměstí Vítězného února 12,
PSČ 688 19 UHERSKÝ BROD



NOVINKY PRO VÁS Z PODNIKU ELEKTRONIKA

Díky novému provoznímu objektu v Praze 4 podstatně zvyšujeme výrobu přístrojů a součástek v rámci svazarmovského oboru elektroakustiky, hifitechniky a elektroniky. Abychom nákup usnadnili hlavně členům aktivních klubů, zavedli jsme ve spolupráci s Ústřední radou hifiklubu Svazarmu systém řízených členských služeb. Aktivní kluby a základní organizace Svazarmu dostávají v každém čtvrtletí pro své členy přiměřený počet třídílných objednacích tiskopisů s aktuální nabídkou zboží. Zákazník objednávku vyplní a její části B a C, potvrzené základní organizací, předloží našemu středisku služeb, které mu zajistí přednostní dodávku. Přednost se týká nejžádanějších položek, kde poptávka zatím převyšuje naše dodavatelské možnosti.

Naše středisko služeb vám nejlépe poslouží při osobní návštěvě, kromě informací prodejem za hotové, na doplňkovou a novomanželskou půjčku nebo na objednávku pro organizace. Zákazníkům, kteří nemohou přijít osobně a v objednávce o to výslovně požádají, dodá objednané výrobky poštou na dobírku Dům obchodních služeb Svazarmu, 757 01 Valašské Meziříčí. DOSS bude mít na skladě úplný výběr zboží podniku Elektronika, takže z míst mimo Prahu se sem můžete obracet přímo, za stejných podmínek.

Novým zájemcům o členství doporučujeme, aby se spojili s nejbližším hifiklubem Svazarmu, popř. klubem elektroniky nebo elektroakustiky, kde mohou získat naše třídílné objednávky s aktuální nabídkou a ceníkem. Spojení na vhodnou organizaci vám zprostředkuje každý okresní výbor Svazarmu.

Z NAŠÍ SOUČASNÉ NABÍDKY:

Stavební návod č. 6 a soubor hlavních dílů hifi gramofonu SG60 Junior. Stavební návod č. 4 a soubor hlavních dílů hifi zesilovače TW40 Junior 2× 20 W. Stavební návod č. 5 a kompletní stavebnice s oživenou základní deskou koncového hifi zesilovače TW120 2× 60 W.

POSLEDNÍ NOVINKA:

RS238B – třípásmová hifi reproduktorová soustava vynikajících vlastností, 8 Ω/50 W. Stavební návod č. 9 ve 2. čtvrtletí.

CO PŘIPRAVUJEME NA 2. AŽ 4. ČTVRTLETÍ 1979:

- Stereofonní hifi gramofon SG120A nové konstrukce, s mimořádně příznivými vlastnostmi. Stavební návod č. 10, kompletní stavebnice nebo hlavní díly pro variantu A.
- Vestavný hifi předzesilovač TP120A špičkových vlastností. Stavební návod č. 11, oživená základní deska nebo vybrané hlavní díly.
- Stavební návod a součásti na kompletní hifi soupravu 070 Pionýr pro nejmladší ročníky.



ELEKTRONIKA

ELEKTRONIKA
podnik ÚV Svazarmu
Ve Smečkách 22, 110 00 Praha 1

telefony: prodejna 24 83 00
obch. odd. 24 96 66
telex: 12 16 01